TV
l'antenna
ANNO XXXIX - APRILE 1967 - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
4
LIRE 500

ANNO XXXIX **4**

APRILE 1967 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *l'antenna* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

4

dott. ing. Alessandro Banfi

Parliamo ancora del colore.....
....purtroppo

Conseguenza diretta della rinuncia ufficiale da parte del nostro Governo dell'introduzione in Italia della TV a colori per almeno un paio d'anni ancora, è stata la decisione dell'ANIE di revocare il carattere di internazionalità alla prossima Mostra della Radio-TV. Riavremo pertanto nel settembre prossimo la Mostra Nazionale della Radio-TV.

Condividiamo le preoccupazioni dell'industria italiana per la temuta invasione dei prodotti stranieri nel nostro mercato in un momento particolarmente delicato dell'evoluzione tecnologica.

E' ormai noto infatti che Inghilterra, Germania e Francia, dovendo iniziare un servizio regolare di TV a colori nei primi mesi del 1968, sono attualmente in fase di elaborazione tecnologica dei televisori che dovrebbero entrare in produzione verso la fine del corrente anno.

Inghilterra e Germania secondo la tecnica del sistema PAL; la Francia secondo la tecnica del sistema SECAM. E' peraltro da rilevare che la Francia si trova, nell'attuale congiuntura con l'industria TV sovietica, in particolari condizioni favorevoli, dovendo fornire all'URSS nel prossimo autunno e nella prima metà del 1968 un notevole quantitativo di televisori a colori SECAM; e ciò sino a quando non entreranno in produzione le fabbriche che la Compagnie Française de Television, licenziataria del SECAM, sta installando in Russia per conto del Governo sovietico.

Si aggiunga poi che la tecnica francese della TV a colori è attualmente in piena euforia anche per l'entrata in produzione « pilota » in Francia ed in Russia, del nuovo tubo catodico « tricromico » CFT, destinato a sostituire nei prossimi anni, il classico tubo tricromico « shadow mask ».

Per contro, notizie recenti giunteci dall'Inghilterra segnalano che non indifferenti difficoltà si sono manifestate nella funzionalità e nella tecnologia di produzione in serie dei televisori PAL, particolarmente a causa delle necessarie linee di ritardo e dei commutatori elettronici, entrambi di elevata precisione.

Comunque la prima presentazione in grande stile dei primi televisori PAL inglesi e tedeschi, avverrà alla Mostra Internazionale della Radio e TV di Berlino, alla fine del prossimo agosto.

Per quanto riguarda la situazione italiana, con la prospettiva di almeno un paio d'anni d'attesa e con l'incertezza del sistema da adottarsi in definitiva, non rimane che fare il miglior viso alla cattiva sorte. E ciò nel porre a profitto il tempo d'attesa in due modi: anzitutto seguire attentamente gli sviluppi tecnologici della produzione straniera, e secondariamente studiare e sperimentare in laboratorio campioni e prototipi di televisori al duplice scopo di prepararsi efficientemente per la produzione futura e per crearsi un nucleo di buoni tecnici specializzati atti a colmare le future richieste dell'industria produttiva e dei necessari servizi di assistenza tecnica ai televisori a colori.

E sotto questo profilo plaudiamo alle recenti richieste di alcune industrie Radio-TV, di riprendere le emissioni sperimentali di TV a colori da parte della RAI, secondo i due sistemi PAL e SECAM a giorni alterni, onde dar modo di sottoporre a più attento e prolungato esame le caratteristiche positive e negative di tali due sistemi, che si sono ripartiti l'Europa al 50% circa.

Il nostro caldo consiglio rivolto ai tecnici TV è pertanto quello di dedicarsi con attenta cura e costanza allo studio dei due sistemi PAL e SECAM, secondo i quali saranno prodotti nei prossimi mesi, tutti i televisori a colori europei.

A.

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Renato Magnani

Oscilloscopio transistorizzato G401 della UNA

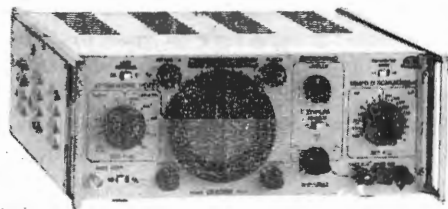



Fig. 1 - Foto dello strumento.

1. - GENERALITÀ

La sostituzione dei tubi termoionici per mezzo di elementi semiconduttori, quali elementi attivi in circuiti elettronici, procede sempre più rapidamente ed ha ormai interessato largamente anche il campo della strumentazione. Infatti l'uso di semiconduttori permette, oltre a notevolissime riduzioni di peso e ingombro, delle prestazioni migliori ed una più grande affidabilità.
In accordo con questa tendenza è stato progettato l'oscilloscopio G 401 della UNA; per le sue notevoli caratteristiche ed il costo limitato questo apparecchio è particolarmente adatto all'uso in laboratori di riparazione o produzione di apparati radiotelevisivi. Può essere inoltre, con buoni risultati, impiegato in diverse applicazioni sperimentali.
Il circuito di questo strumento è completamente transistorizzato, compresa l'unità ad alta tensione per l'alimentazione del tubo R.C., con la sola esclusione dello stadio d'ingresso del canale verticale, dove è stato usato un doppio triodo ECC82.

Ciò allo scopo di avere un'alta impedenza di ingresso del canale; l'uso di un transistore ad effetto di campo avrebbe permesso ugualmente di ottenere un'alta impedenza ma non avrebbe offerto alcuna protezione, per sè ed il circuito seguente, contro eventuali sovratensioni che potrebbero accidentalmente essere collegate, protezione che viene invece ottimamente offerta dall'uso di un tubo.
Questo è del resto montato nel suo circuito più stabile e sicuro e cioè il ripetitore catodico. A nostro avviso, anzi, un piccolo neo dell'apparecchio è la mancanza di uno stadio simile sull'amplificazione orizzontale che entra invece direttamente sugli stadi a transistori.
Infatti questo comporta una impedenza d'ingresso relativamente bassa, cioè di 50 kΩ, che preclude l'uso dell'oscilloscopio per alcune misure di laboratorio quali comparazioni di fase, profondità di modulazione, etc. su sorgenti ad alta impedenza e con bassi livelli.
Ciò non pregiudica comunque minimamente il normale uso come apparecchio di produzione o di riparazione; in questi casi, infatti, la deflessione orizzontale viene ottenuta normalmente dal generatore vobulato che fornisce sempre un segnale di alto livello su bassa impedenza.
Ulteriori vantaggi derivanti dall'uso di semiconduttori sono, oltre a quelli già accennati, la ridottissima deriva termica, una migliore forma d'onda del generatore dell'asse-tempi dovuta alle migliori caratteristiche di commutazione dei transistori ed il limitato assorbimento che è contenuto in 35 W contro i 120 ÷ 150 W di oscilloscopi similari equipaggiati con tubi elettronici.

Fig. 2 - Schema a blocchi dell'oscilloscopio G 401.

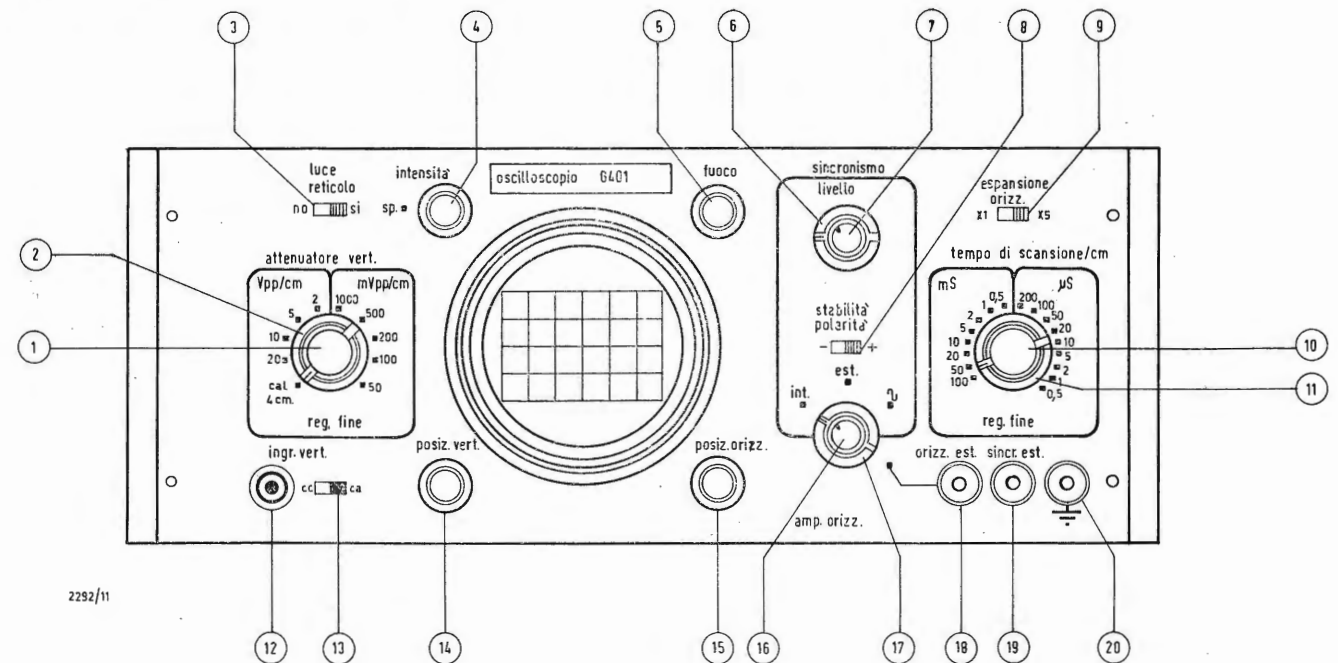



Fig. 3 - Comandi ed ingressi dello strumento.

2. - DATI TECNICI

2.1. - Amplificatore verticale

Larghezza di banda della corrente continua a 5 MHz entro 3 dB. Tempo di salita inferiore a 0,07 µs. Impedenza di ingresso: 1 MΩ con una capacità in parallelo di 30 pF. Sensibilità: 50 mV/cm. Attenuatore del tipo ad impedenza costante a nove posizioni con i seguenti valori di sensibilità: 50, 100, 200, 500, 1000 mV/cm. Precisione ± 5%. Copertura continua di tutti i valori intermedi ed inoltre fino a 50 V/cm. Mediante l'impiego del partitore esterno tipo C25B può essere ottenuta una sensibilità minima di 500 V/cm. Ingresso: c.c. o c.a. In quest'ultima posizione è ammessa una componente continua massima di 500 V. Polarità: valori positivi verso l'alto.

2.2. - Amplificatore orizzontale

Larghezza di banda da 20 Hz a 2 MHz entro 3 dB. Impedenza d'ingresso: 50 kΩ in parallelo a 30 pF. Sensibilità: 100 mV/cm. Attenuatore con regolazione continua da zero alla massima sensibilità.

2.3. - Generatore dell'asse tempi

Funzionamento comandato a sganciamento o ricorrente. Velocità di scansione: da 100 ms/cm a 0,5 µs/cm in 17 portate (moltiplicatori 1, 2, 5). Precisione ± 10% Possibilità di copertura di tutti i valori intermedi e fino a 250 ms/cm mediante il comando di regolazione fine. Espansore: la scansione orizzontale può essere ingrandita di circa 5 volte mediante il comando di espansione. Sincronismo: sincronizzazione con polarità positiva o negativa del segnale di deflessione verticale, con segnale di sincronismo esterno od alla frequenza di rete. Regolazione continua del livello di sincronizzazione. Livello di sincronismo: tensione di sincronizzazione maggiore di 1 V. Tubo R.C.: da 3", traccia verde a media persistenza, deflessione elettrostatica, schermo piatto. Reticolo centimetrato illuminato per diffrazione. Alimentazione: 120-160-220 V; 50 ÷ 60 Hz, 35 W. Dimensioni: 355 × 135 × 350 mm. Peso: 7,5 kg. Accessori in dotazione: partitore d'ingresso C25B, cordone d'alimentazione, cavetti di collegamento, puntale, fusibili e manuale d'istruzione. A richiesta viene fornito un demodulatore tipo P56B.

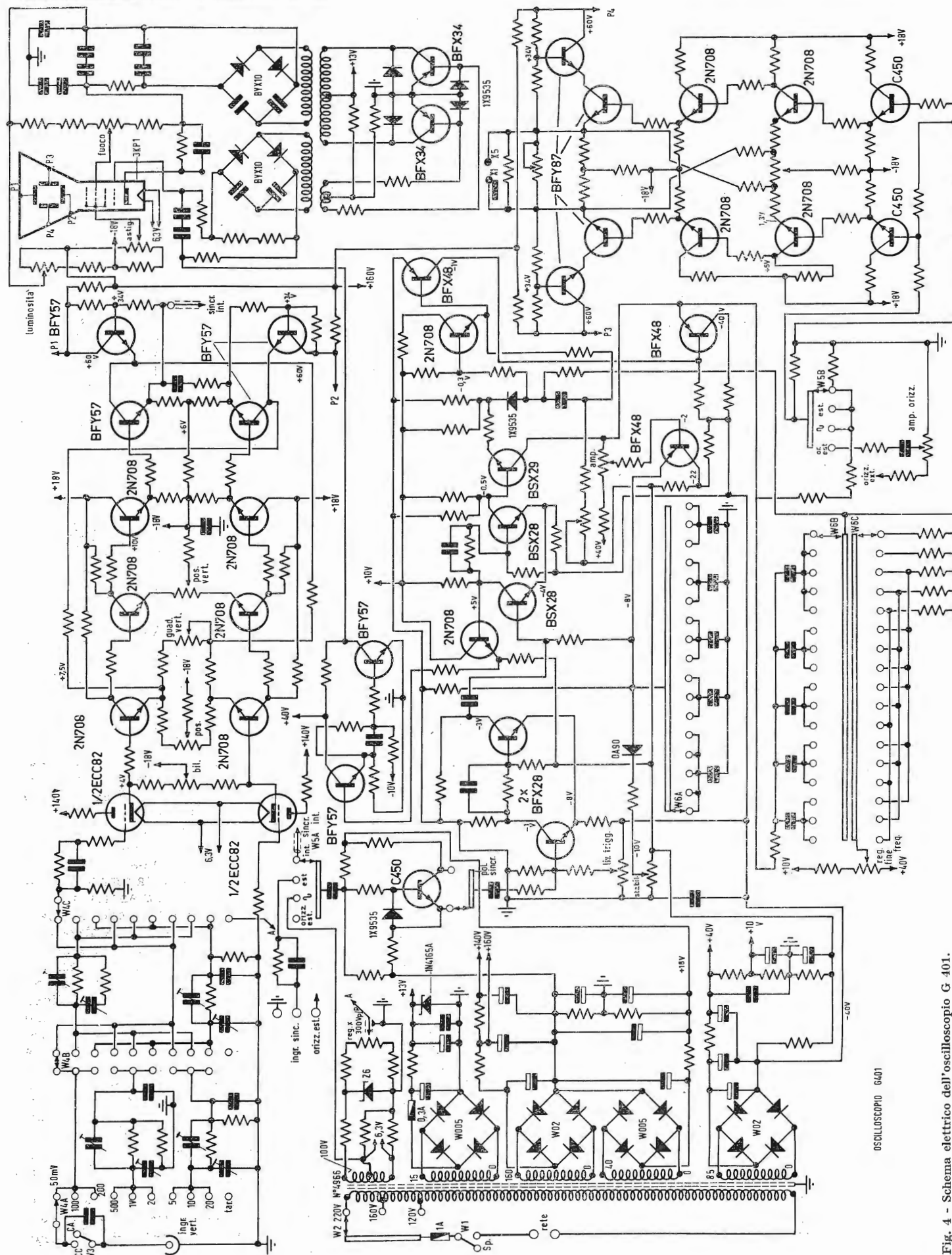



Fig. 4 - Schema elettrico dell'oscilloscopio G 401.

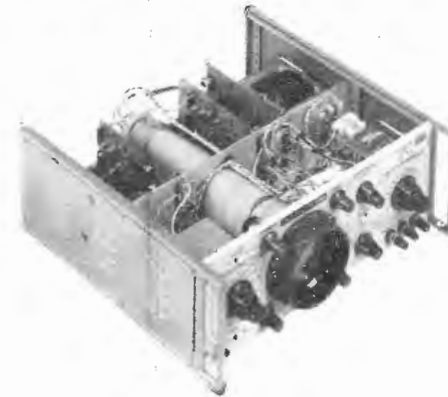



Fig. 5 - Foto dell'oscilloscopio G 401 visto da sopra. Si noti l'uso di circuiti stampati a « cartolina » facilmente sostituibili in caso di guasto.

3. - COMANDI ED INGRESSI

Per la posizione dei comandi ci si riferisca alla fig. 3.

1) Regolazione fine: comando di regolazione continua della sensibilità verticale e comando di taratura dell'attenuatore a scatti.
2) Attenuatore verticale: del tipo a scatto a 10 posizioni; nella prima posizione viene collegato all'amplificatore verticale il segnale ad onda trapezoidale di taratura.
3) Interruttore d'illuminazione del reticolo del tubo R.C.
4) Regolazione dell'intensità luminosa della traccia; solidale con questo comando è l'interruttore di rete.
5) Comando di regolazione della focalizzazione.
6) Livello: regolazione del livello del segnale verticale con cui viene sincronizzato il generatore dell'asse tempi.
7) Stabilità: comando di regolazione della stabilità del generatore dell'asse tempi. Ruotando questo comando, completamente in senso orario, l'asse dei tempi diventa ricorrente.
8) Polarità + —: Commutatore della polarità del segnale di sincronismo.
9) Espansione orizzontale: mediante commutazione di questo comando la traccia viene dilatata di circa 5 volte permettendo l'esame dei particolari. Si noti però che con l'espansore incluso non è più garantita la taratura dell'asse tempi.
10) Comando di regolazione, a copertura continua, della velocità di scansione dell'asse tempi. Con il comando ruotato completamente in senso orario il selettore a scatti (n° 11) risulta tarato e le velocità di scansione sono quelle indicate sul pannello.
11) Selettore a scatti per la scelta delle velocità di scansione.
12) Ingresso coassiale del canale verticale.
13) Commutatore d'ingresso c.c. o c.a.
14) Comando di centratura verticale della traccia.
15) Comando di centratura orizzontale della traccia.
16) Comando di regolazione, a copertura continua, del guadagno dell'amplificatore orizzontale. Questo comando è efficace solo per segnali di deflessione orizzontali esterni.
17) Selettore di sincronismo e deflessione a 4 posizioni come segue: INT. — Deflessione orizzontale interna a denti di sega sincronizzati sul segnale verticale; EST. — Deflessione orizzontale interna a denti di sega sincronizzati su di un segnale esterno; ~ Deflessione orizzontale interna a denti di sega sincronizzati alla frequenza di rete; ⏥ Deflessione orizzontale mediante segnale esterno.
18) Ingresso coassiale del segnale di deflessione orizzontale esterno.
19) Ingresso coassiale del segnale di sincronismo esterno.
20) Presa di terra.

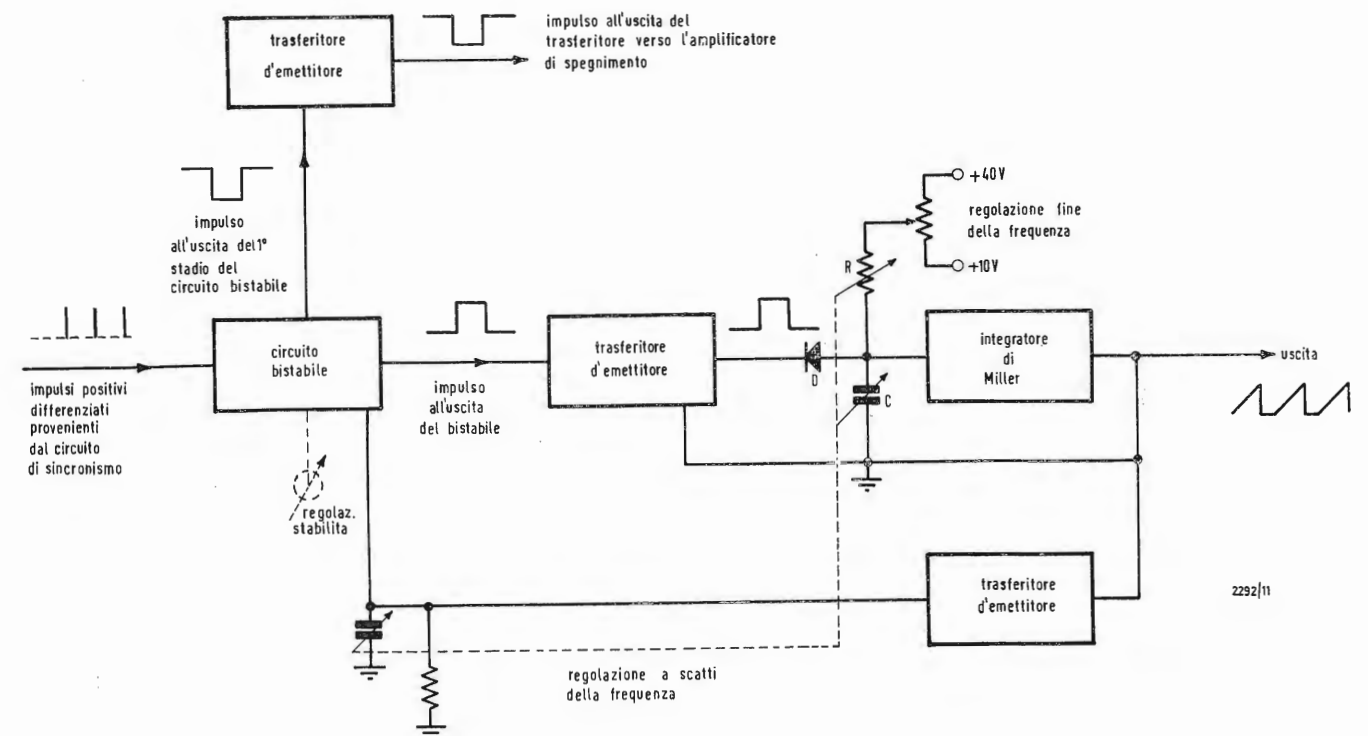



Fig. 6 - Schema a blocchi del circuito generatore dell'asse-tempi.

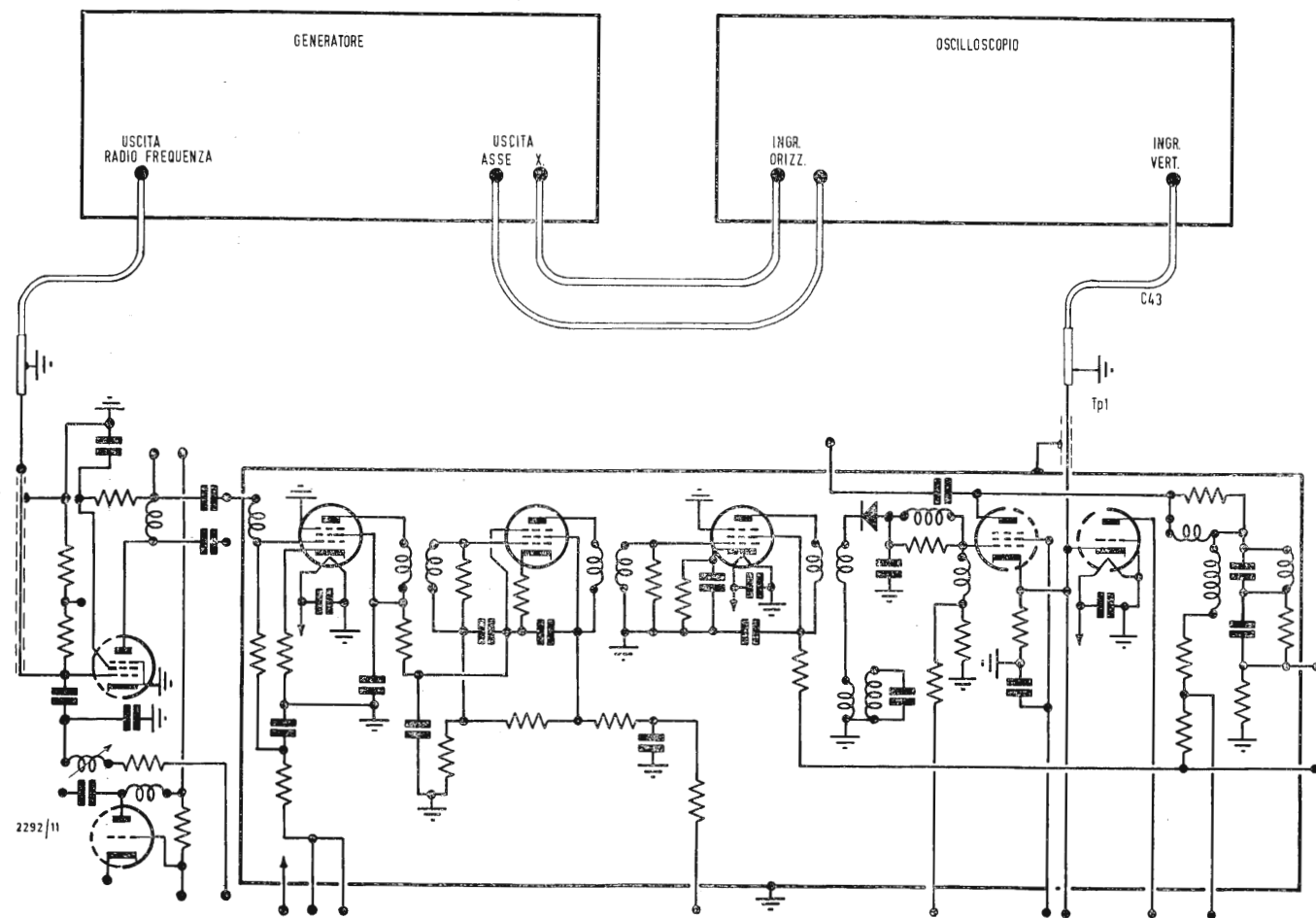



Fig. 7 - Collegamenti da effettuarsi per il rilievo della curva di risposta di un amplificatore FI-VT.

4. - DESCRIZIONE SCHEMA ELETTRICO

Per una più agevole comprensione dello schema elettrico ci si riferisca dapprima allo schema e blocchi di fig. 2 che permette di meglio individuare le diverse sezioni dello strumento; lo schema elettrico è quindi rappresentato in fig. 4.

Il jack d'ingresso verticale è collegato all'attenuatore tramite un commutatore c.a.-c.c. con il quale si include sul circuito, o si cortocircuita, un condensatore da 0,1 μF.

Segue quindi l'attenuatore a scatti del tipo ad impedenza costante e compensato alla frequenza. Sulla prima posizione del commutatore dell'attenuatore verticale è collegata la tensione trapezoidale di taratura del guadagno. Si entra quindi su un doppio triodo ECC-82 montato in circuito simmetrico e come ripetitore catodico in modo da adattare l'alta impedenza richiesta sull'ingresso alla bassa impedenza degli stadi a transistori.

Su questo stadio è previsto il comando semi-fisso del bilanciamento di posizione che deve essere regolato in modo che il comando di posizione verticale, connesso sulle resistenze di carico d'emettitore dello stadio seguente, permetta uno spostamento simmetrico della traccia.

Segue quindi un normale amplificatore bilanciato a 5 stadi, provvisto di circuito di controreazione il cui segnale viene prelevato dagli emettitori dai transistori finali e collegato, tramite due resistenze, agli emettitori dei transistori del 1° stadio.

L'amplificatore orizzontale è di tipo analogo e non richiede chiarimenti; mancando di uno stadio separatore a tubo elettronico l'impedenza d'ingresso è di 50 kΩ. Si noti l'inserzione del commutatore X1-X5 che mediante cortocircuito della resistenza d'emettitore del penultimo stadio, permette una maggiore amplificazione di circa 5 volte e quindi una espansione della traccia.

L'amplificatore orizzontale può essere, mediante commutatore, comandato da un segnale di deflessione esterno o dal generatore di base dei tempi interno il quale a sua volta può essere sincronizzato da un segnale esterno o alla frequenza di rete, prelevata dal trasformatore di alimentazione, oppure internamente dal segnale applicato all'amplificatore verticale.

Fig. 8 - Curva tipica di risposta d'un amplificatore FI-TV.

Una particolare trattazione merita invece il circuito generatore dell'asse dei tempi che è la parte più complessa ed interessante dello strumento.

Allo scopo di facilitare la comprensione dello schema elettrico si è pubblicato uno schema a blocchi semplificato del circuito, visibile in fig. 6.

L'ingresso del segnale di sincronismo avviene tramite uno stadio invertitore di fase; un commutatore permette di prelevare il segnale sul collettore o sull'emettitore del transistore variandone quindi la polarità. Il segnale viene quindi applicato ad un circuito differenziatore il cui livello di soglia è regolabile tramite il comando « Liv. Trigg. ».

Gli impulsi positivi differenziati provenienti da questo circuito vanno a comandare un circuito bistabile; al collettore del primo stadio di questo circuito è connesso uno stadio separatore con uscita d'emettitore che va a comandare l'amplificatore di spegnimento.

Al collettore del secondo stadio è pure connesso uno stadio con uscita d'emettitore che provvede a bloccare il diodo « D » (vedi schema a blocchi) permettendo al condensatore « C », che rappresenta i vari condensatori di diversa capacità collegati al commutatore W6-B, inizialmente scarico, di caricarsi con la costante di tempo e la tensione stabilite dal condensatore stesso, dalla resistenza « R » (che rappresenta le resistenze collegate al commutatore W6-C) e dalla resistenza del comando di variazione fine della frequenza. La rampa del dente di sega viene linearizzata dalla presenza di un circuito di reazione. Un trasferitore d'emettitore unitamente ad un circuito integratore di Miller consente di mantenere il circuito bistabile commutato sintanto che si raggiunge una prestabilita tensione che riporta il bistabile sulla condizione primitiva di « attesa ».

Il segnale a dente di sega viene quindi inviato all'amplificatore orizzontale. Il segnale per il circuito di spegnimento viene prelevato, come si è visto, al collettore del 1° stadio del bistabile e quindi, tramite un trasferitore, applicato ad un amplificatore a due stadi.

Questo è quindi collegato al lato « freddo » del circuito alimentatore di griglia; si noti che essendo alta la tensione della griglia indipendente da quella catodica del tubo R.C., l'accoppiamento è diretto con eliminazione del condensatore d'accoppiamento che, alle basse frequenze di deflessione, è causa di distorsione.

L'unità alimentatrice ad alta tensione è costituita da un circuito oscillatore in controfase a circa 10 kHz che alimenta un trasformatore-elevatore sui cui 2 secondari sono inseriti due circuiti raddrizzatori-duplicatori, ad onda intera,

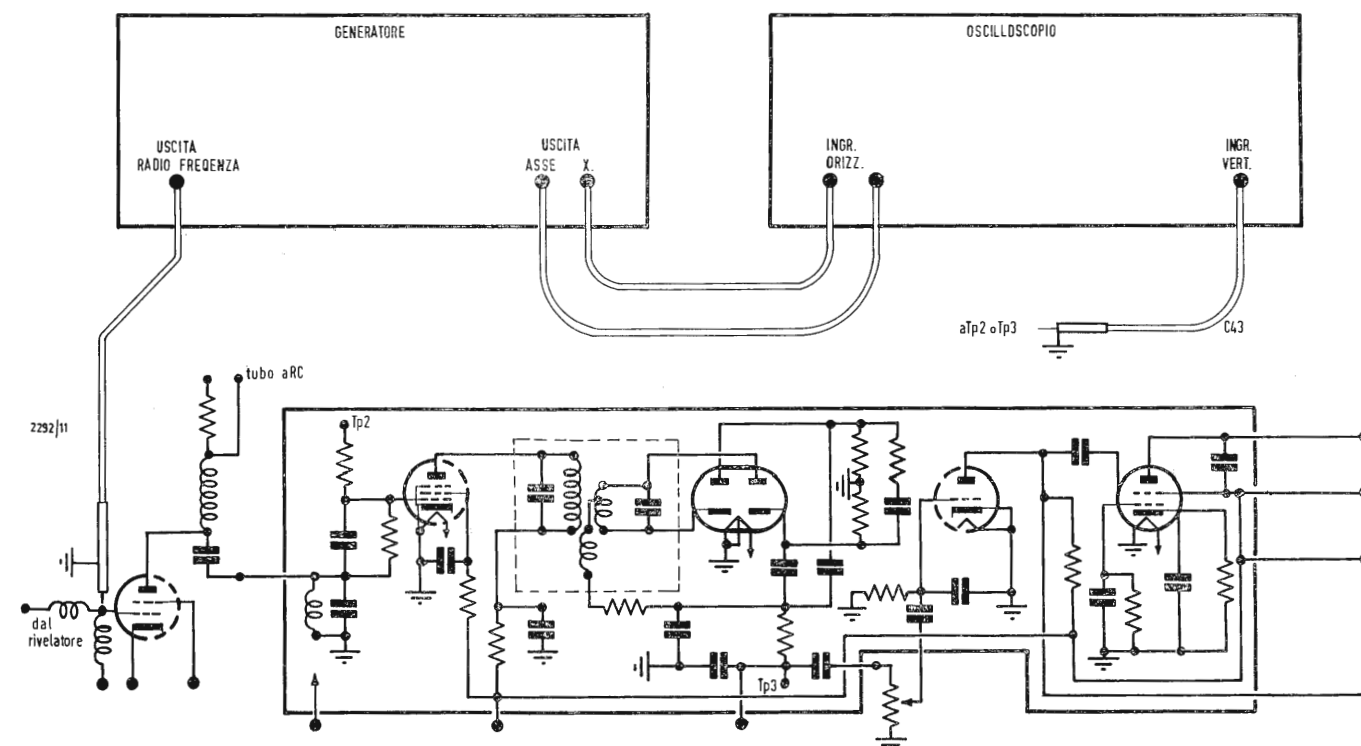



Fig. 9 - Collegamenti da effettuarsi per l'allineamento dei circuiti suono e del discriminatore

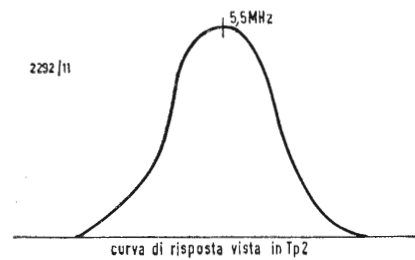



Fig. 10 - Curva tipica di risposta al punto Tp2 del circuito di fig. 9.

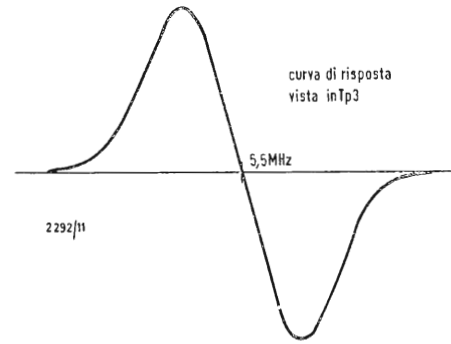



Fig. 11 - Curva tipica di risposta al punto Tp3 del circuito di fig. 9.

che forniscono le tensioni continue necessarie per l'alimentazione del tubo R.C.

L'alimentatore generale è di tipo convenzionale con alimentazioni separate per le varie sezioni del circuito; su uno dei secondari è realizzato, mediante diodo Zener, il circuito generatore del segnale di taratura che risulta con forma d'onda trapezoidale; infatti una semionda viene eliminata dal diodo in conduzione diretta e l'altra viene tosata dall'effetto Zener.

5. - APPLICAZIONI

L'oscilloscopio è senz'altro uno degli strumenti di misura più versatili e la gamma delle sue applicazioni è quasi senza limiti.

Il G 401 è comunque previsto, soprattutto, per l'uso nei laboratori di produzione e riparazione Radio-TV ed è appunto per l'utilizzazione in questo campo che vogliamo dare alcune norme generali d'uso. Si noti che normalmente vengono fornite dalle Case costruttrici le note tecniche relative alla taratura, ai punti d'applicazione dell'oscilloscopio, alla forma d'onda e curve di risposta da rilevare, a cui è bene attenersi.

Nel caso in cui queste note non siano disponibili ci si attenga alle norme seguenti.

È innanzitutto indispensabile per tutte le operazioni di taratura su di un apparecchio Radio-TV mantenere il segnale fornito dal generatore R.F. il più basso possibile in modo da evitare fenomeni di saturazione che falsano notevolmente la misura.

In tutte le operazioni di taratura è necessario l'uso, oltre che dell'oscilloscopio, di un generatore vobulato con possibilità di inserzione di marker, od, eventualmente nel caso il generatore non li preveda, un generatore di marker separato.

Il generatore di marker dev'essere accoppiato in modo lasco al generatore vobulato, con un condensatore da 0,5 ÷ 2 pF, od a volte semplicemente accostando i cavi di uscita.

Per l'allineamento di un amplificatore a media frequenza TV si colleghi il generatore volubato, con marker, e l'oscilloscopio come da fig. 7. Effettuati i collegamenti si porti il generatore vobulato a lavorare sulla frequenza di centro dell'amplificatore F.I. in esame (normalmente da 20 a 30 MHz o 39 ÷ 49 MHz), si inseriscano i marker corrispondenti alla FI video e suono e si regolino quindi i comandi di allineamento dell'amplificatore fino ad ottenere una curva simile a quella di fig. 8. Si noti che l'ampiezza della portante audio dev'essere regolata in modo da essere circa il 5% dell'ampiezza massima e l'ampiezza della portante video sia uguale al 50% dell'ampiezza massima; gli avallamenti centrali della curva non devono superare il 10%.

Il metodo d'allineamento di un amplificatore audio e del discriminatore è valido sia per un televisore che per un ricevitore F.M.

Si regoli il generatore vobulato alla frequenza « intercarrier » e si colleghi l'ingresso verticale dell'oscilloscopio alla resistenza di griglia della limitatrice (punto TP2 di fig. 9). Si applichi il segnale del vobulatore alla griglia dello stadio che precede il limitatore e si regoli il trasformatore a media frequenza fino ad ottenere una curva di risposta simile a quella di fig. 10.

Per la taratura dello stadio discriminatore, lasciando invariati gli altri collegamenti, si colleghi l'ingresso verticale dell'oscilloscopio al punto TP3; quindi si regoli il trasformatore del discriminatore fino ad ottenere una curva simile a quella di fig. 11. Si noti che il primario del trasformatore va regolato per la massima ampiezza della curva mentre il secondario per la massima simmetria.

È necessario per l'effettuazione di alcune misure, quali rilievi sul gruppo R.F. o misure sullo stadio separatore dei sincronismi e in tutti i casi ove si operi ad elevata impedenza, l'utilizzo del partitore d'ingresso C25B fornito in dotazione allo strumento. *A*

dott. ing. A. Calegari

Il transistore a effetto di campo nei sintonizzatori UHF*

Col tipo SF7489 si dispone ora di un transistore a effetto di campo per la costruzione di sintonizzatori UHF accordabili. Rispetto ai transistori bipolari, esso comporta un miglioramento di sicurezza contro la modulazione incrociata di 26 dB. Con ciò vengono superati anche i valori di attenuazione della modulazione incrociata dei sintonizzatori a tubi elettronici. Questo articolo tratta le differenze sostanziali nelle proprietà, nella tecnica circuitale rispetto ai transistori bipolari, in modo esauriente, per facilitare l'introduzione del nuovo mezzo tecnico.

Fig. 1 - Struttura fondamentale di un transistore a effetto di campo.

1. - GENERALITÀ

Uno dei più interessanti componenti nuovi nel settore dei semiconduttori è il transistore a effetto di campo (FET). Per le sue proprietà elettriche esso assomiglia più ai tubi elettronici che al comune transistore bipolare. Confrontandolo col transistore bipolare, risultano per il FET i seguenti vantaggi: resistenza di entrata più alta nel circuito di sorgente; minore sensibilità alla modulazione incrociata, grazie alla legge quadratica di dipendenza della corrente di assorbitore dalla tensione porta-sorgente; piccola rumorosità propria; nessuna variazione termica.

I circuiti di assorbitore e di sorgente possono in linea di principio essere scambiati tra loro. Oggi sono disponibili due tipi di transistori a effetto di campo: il MOS-FET (= FET metal-oxide-semiconductor) con elettrodo di entrata isolato, e il *tipo a giunzione*. Il MOS-FET può essere suddiviso in due sottogruppi: *enhancement FET* o FET per accrescimento, e il *depletion FET* o FET per rarefazione.

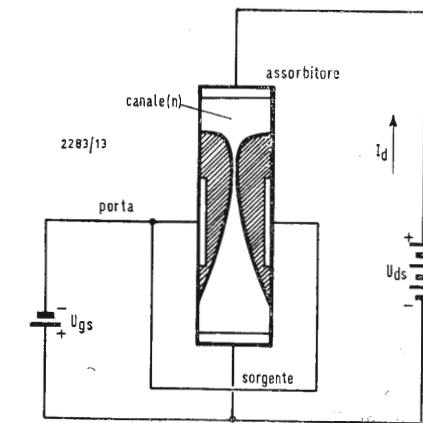
Per i seguenti motivi il FET a giunzione è adatto per la radiofrequenza: esso possiede maggiore amplificazione (rispetto agli altri tipi); minori capacità parassite; nessun effetto di deriva; nella produzione è più facile da produrre; il circuito di entrata è insensibile al sovraccarico.

Gli ultimi due punti sono di grande importanza per la pratica, perché una fabbricazione semplice determina i costi; l'insensibilità ai sovraccarichi evita costose misure precauzionali e facilita la produzione di massa. L'elettrodo porta è insensibile, poiché si diffonde la porta nel canale e si polarizza in lavoro con tensione negativa. Il circuito principale è visibile in fig. 1. La caratteristica dell'elettrodo di entrata, applicato al canale, corrisponde a quella di un diodo al silicio. Nella direzione di interdizione, in determinate condizioni, è possibile il funzionamento oltre la tensione di zona, senza che sorgano inconvenienti.

Nel senso di conduzione si può ammettere una corrente di porta massima, che si trova nei listini dei dati tecnici elettrici. Il limite inferiore di questa corrente massima di porta si aggira, per tutti i FET a giunzione della ditta Texas Instruments, intorno a 10 mA. La corrente di riposo relativa ai diodi (in questo caso la corrente di riposo di porta-sorgente) fa distruggere cariche statiche e le fa diventare inattive.

La serie dei transistori a affetto di campo finora prodotti, che comprende accanto ai tipi con canale al silicio *n* e *p* anche i tipi al germanio, è stata completata col tipo SF7489. Si tratta di un FET simmetrico a canale al silicio *n*, concepito per gli stadi preamplificatore e mescolatore nel sintonizzatore UHF.

2. - CIRCUITO DI PORTA E DI SORGENTE

L'aspetto del problema nel sintonizzatore UHF differisce dalle altre bande di frequenza, per alcuni punti fondamentali. Mentre nella banda VHF si può ancora usare lo schema con sorgente in comune, lo schema con porta comune offre, nella banda UHF specialmente, i seguenti vantaggi: gli stadi ad amplificazione diretta stabili anche senza neutralizzazione; la bassa impedenza di entrata si adatta senza difficoltà alla bassa impedenza di antenna; le ammettenze dirette nei circuiti di porta e di sorgente sono uguali; negli

(*) *Funkschau*, 17, settembre 1966, pag. 543

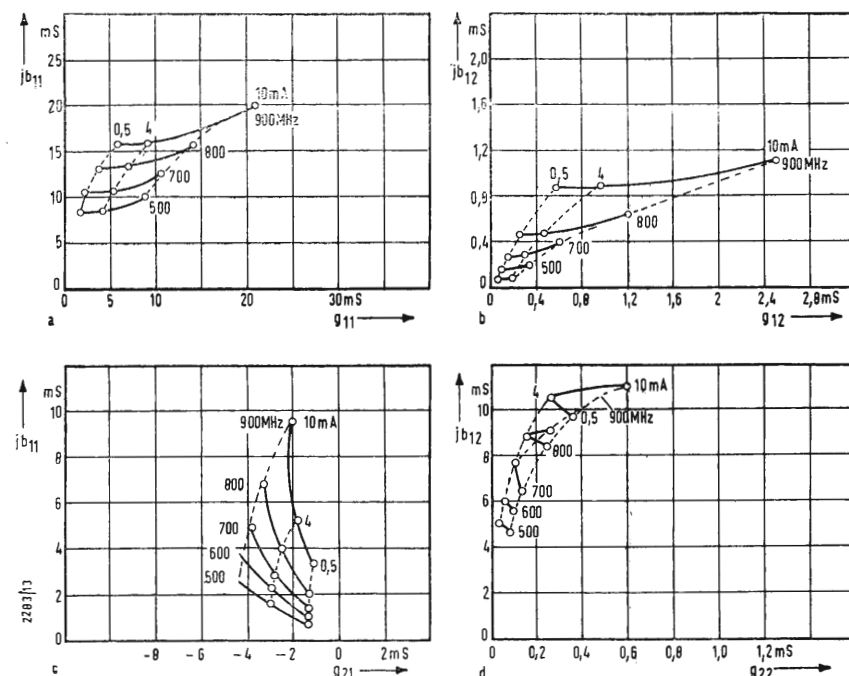



Fig. 2 - Rappresentazione dei parametri y del transistore a effetto di campo tipo SF7489 in circuito con porta in comune; a) y_{11g}; b) y_{12g}; c) y_{21g}; d) y_{22g}; U_{ds} = 15 V; I_d = 0,5 ÷ 10 mA.

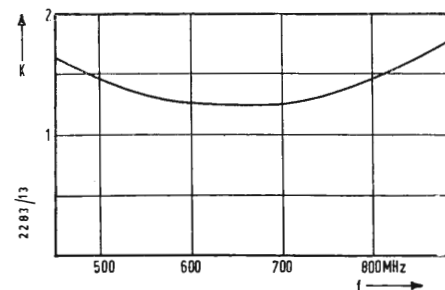



Fig. 3 - Fattore K di stabilità del transistore a effetto di campo tipo SF4789 in funzione della frequenza.

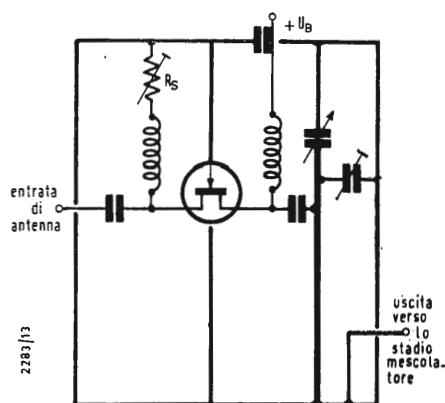



Fig. 4 - Il transistore a effetto di campo semplifica sostanzialmente il preamplificatore UHF.

stadi RF, la porta può essere posta direttamente a massa; con l'abolizione del trasformatore di entrata, si realizzano valori più convenienti per l'immunità rispetto alla modulazione incrociata; a motivo del requisito della larghezza di banda nella gamma UHF, la maggiore resistenza di entrata del circuito con sorgente in comune non è utilizzabile, per cui non vi è alcun vantaggio per l'amplificazione di potenza.

3. - PARAMETRI

Le figure da 2a fino a 2d mostrano i parametri y del tipo SF7489 montato in circuito con porta in comune. La parte immaginaria della conduttanza d'entrata è capacitiva. La parte reale è compresa, nel campo di correnti più alte, secondo la frequenza, fra 100 e 50Ω (v. fig. 2a). La conduttanza di reazione è positiva e quindi induttiva. Questo fatto è imposto dalla conduttanza del canale, il quale si trova, quando si fa la misura della conduttanza di reazione, fra i terminali di entrata e di uscita.

Il carattere induttivo di y_{12g} (v. fig. 2b) è favorevole al fattore di stabilità, del quale si parlerà ancora nel prossimo paragrafo.

La ammettenza diretta y_{21g} (v. fig. 2c) è debolmente dipendente dalla frequenza e non varia neppure nella gamma di frequenze più alte.

Il parametro y_{22g} (v. fig. 2d), come y_{11g}, è capacitivo e presenta il noto andamento dei transistori bipolari.

4. - STABILITÀ

I transistori potenzialmente instabili si possono usare in stadi con carichi costanti di entrata e di uscita, se le conduttanze di reazione vengono neutralizzate, o se si fanno sufficientemente grandi le conduttanze di entrata e di uscita col sacrificio dell'amplificazione.

Questo caso si verifica generalmente negli stadi FI, mentre in genere non si verifica per gli stadi RF con carico variabile, poiché specialmente nella gamma UHF e spesso in vicinanza di trasmettitori si usano antenne ausiliarie.

Perciò, all'entrata del sintonizzatore si formano impedenze incontrollabili e casuali, che escludono l'adozione di transistori instabili.

Per un transistore si calcola il fattore di stabilità K coi coefficienti del quadripolo, mediante la seguente formula:

$$K = \frac{2_{g11} \cdot {}_{g22} - RE\,(y_{12} \cdot y_{21})}{|\, y_{12} \cdot y_{21} \,|} \quad (1)$$

Qui la parte reale del prodotto y_{12} y_{21} ha una parte essenziale. Esso consta di due addendi, del prodotto delle due conduttanze reali e delle due conduttanze immaginarie. La fase induttiva di y_{12} provoca coi FET, al contrario del

transistore bipolare, un aumento di RE ($y_{12}y_{21}$) e così dà luogo ad una maggiore ammettenza diretta. Valori di K > 1 significano che il transistore, anche in condizioni sfavorevoli, cioè senza conduttanze reali all'entrata e all'uscita e con suscettanze qualsiasi, lavora ancora stabilmente. La fig. 3 mostra il fattore di stabilità K per il FET-UHF tipo SF 7489 entro l'intera gamma di accordo.

5. - REGOLAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO

La fig. 4 rappresenta uno stadio preamplificatore UHF senza C.A.G. con un transistore a effetto di campo, il quale stadio risulta sostanzialmente semplificato, in confronto ad un preamplificatore equipaggiato con transistori bipolari. Con un FET a canale n, la porta deve essere polarizzata negativamente rispetto alla sorgente e all'assorbitore, l'elettrodo assorbitore deve avere polarità positiva rispetto alla sorgente.

Poiché non è necessaria una stabilizzazione termica, la porta può essere posta a massa direttamente. La regolazione del punto di lavoro richiede semplicemente una resistenza di sorgente, che è collegata all'elettrodo sorgente attraverso un'induttanza UHF, per evitare perdite d'entrata. Con lo schema di fig. 5a si possono anche eliminare le dissipazioni più gravi del FET. Il funzionamento è comprensibile osservando la fig. 5b. La dispersione ancora rimanente della corrente di lavoro ΔI_d è determinata dal valore di R_3. Per non spingere troppo in direzione delle correnti minori di assorbitore il punto di lavoro, con un determinato valore della resistenza di R_3, il partitore di tensione R_1/R_2 eleva la tensione di porta, fino a che si raggiunge nuovamente la corrente di assorbitore desiderata. Come indica la fig. 5b, la rimanente corrente di dispersione ΔI_d si può rendere piccola quanto si vuole.

Con un controllo automatico di guadagno (C.A.G.) si può ottenere il campo di regolazione desiderato con pola-

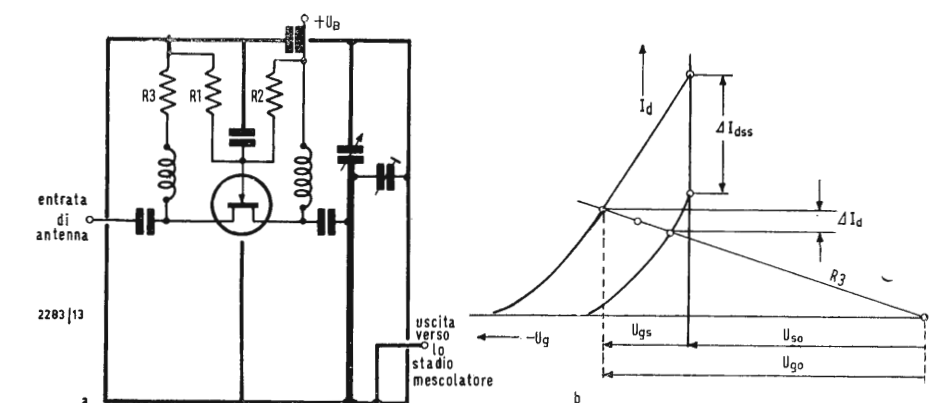



Fig. 5 - Il divisore di tensione R_1/R_2 provvede al mantenimento del punto di lavoro e limita le dissipazioni del campione in esame. a) schema dell'ingresso; b) rappresentazione delle relazioni elettriche

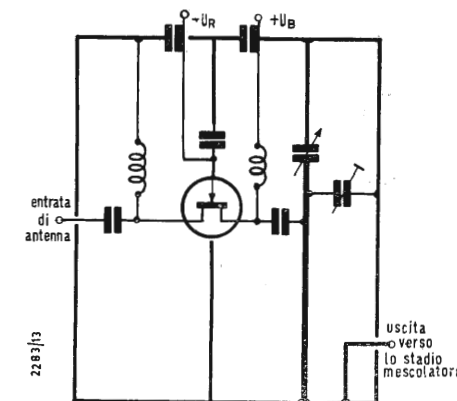



Fig. 6 - Schema dello stadio preamplificatore UHF. La tensione di polarizzazione controlla senza dissipazione di potenza, la porta del transistore a effetto di campo.

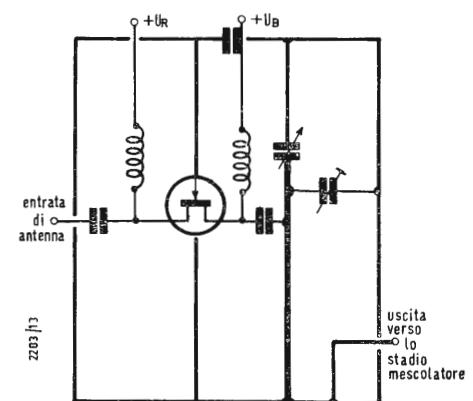



Fig. 7 - Stadio preamplificatore UHF con C.A.G. applicato alla sorgente. La porta può essere collegata a massa, però per la regolazione occorre dissipazione di potenza.

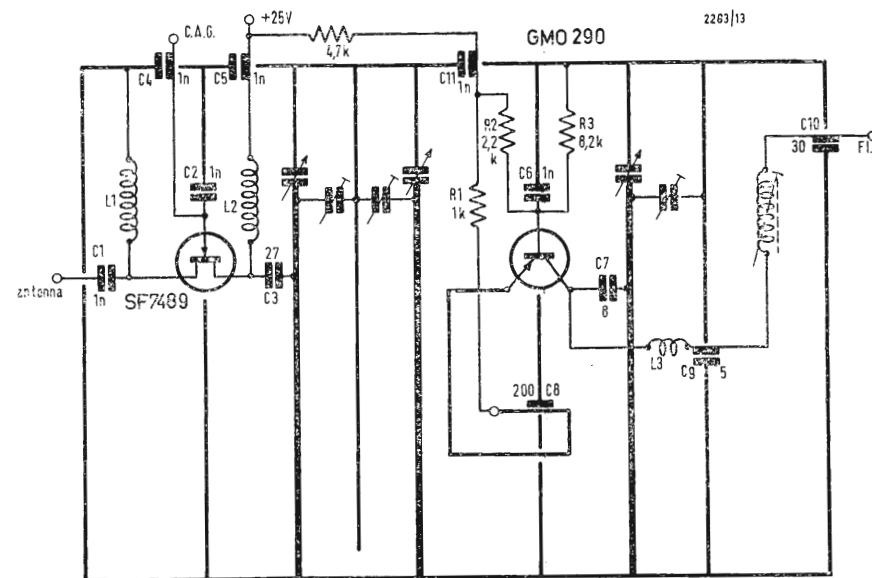



Fig. 8 - Sintonizzatore UHF completo. Lo stadio preamplificatore è equipaggiato con un transistore a effetto di campo e lavora in circuito con porta in comune.

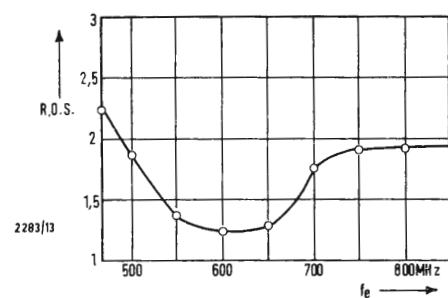



Fig. 9 - Rapporto di onde stazionarie del prestadio FET ai capi dell'impedenza diventata 50 Ω. I valori rimangono minori di 2,2 nell'intera gamma, poiché l'impedenza di entrata non si scosta sensibilmente dal valore nominale.

rizzazioni che abbassano l'amplificazione, mentre si pilota la sorgente (fig. 6) o la porta (fig. 7). Il controllo dell'elettrodo non richiede potenza di regolazione e necessita solo di una tensione negativa di polarizzazione, mentre nell'altro caso si ha il vantaggio che la porta può essere di nuovo posta direttamente a massa e che si deve applicare una polarizzazione positiva di regolazione. Inoltre, con questo circuito, la tensione assorbitore-porta rimane costante. Questa circostanza mantiene sufficientemente piccola la dissintonia del circuito di assorbitore nell'ambito del campo di regolazione. Come svantaggio bisogna annoverare che si deve usare una certa potenza per la regolazione.

6. - AMPLIFICAZIONE

L'amplificazione raggiungibile nel campo delle UHF si può calcolare coi parametri del quadripolo, mediante la seguente formula:

$$V_1 = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{11}\,(g_{22} + g_L)} \quad (2).$$

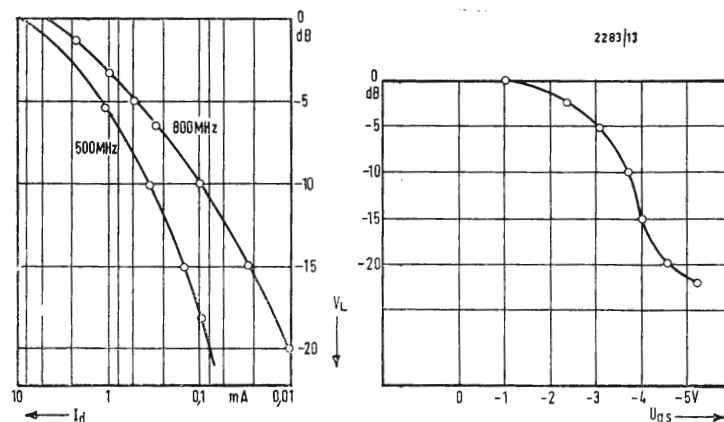



Fig. 10 - Caratteristica di regolazione del sintonizzatore UHF con stadio preamplificatore - FET. Il campo di regolazione è maggiore di 20 dB.

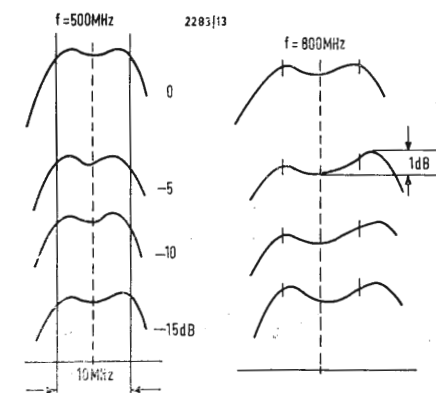



Fig. 11 - Curve di risposta del sintonizzatore UHF; a 800 MHz vi è la massima deviazione del valore nominale di un solo dB.

Fig. 12 - Amplificazione di potenza e figura di rumore in funzione della frequenza per il sintonizzatore UHF con stadio preamplificatore FET.

Fig. 13 - Risultato di una misura di modulazione incrociata. Impedenza di entrata 50 Ω. Ampiezza del segnale del generatore 1 mV. Fattore di modulazione del segnale interferente 100%. Per una modulazione incrociata dell'1%, l'ampiezza del segnale disturbante deve essere 300 ÷ 450 mV.

La totale conduttanza circuitale valida per il circuito di uscita diviene perciò:

$$g_{kr} = g_{22} + g_L \quad (3).$$

La formula (2) è valida quando si può trascurare la reazione e quando vi è adattamento di potenza all'entrata. La grandezza della conduttanza del circuito è quasi sempre data dai requisiti di larghezza di banda. A 700 MHz e con una larghezza di banda desiderata di 10 MHz, il fattore di merito diviene:

$$Q = \frac{f_{ris}}{f} = \frac{700}{10} = 70 \quad (4).$$

Poiché d'altra parte la conduttanza del circuito vale:

$$g_{kr} = \frac{\omega\, C}{Q} \quad (5)$$

e a 700 MHz il valore di C può essere assunto di 3 pF, per cui essa diventa:

$$g_{kr} = \frac{2\pi \cdot 700 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-12}}{70} \simeq 0{,}2 \text{ mS},$$

che sostituito nella (2) fornisce per la amplificazione di potenza:

$$V_L = \frac{3{,}8^2 + 4{,}8^2}{2 \cdot 8 \cdot 0{,}2} = 11{,}7 \text{ equivalente}$$

a 10,7 dB.

A motivo delle perdite del filtro di banda, che si possono ritenere circa 2 dB, l'amplificazione di potenza dello stadio diviene circa 8 dB.

7. - CIRCUITO COMPLETO E VALORI MISURATI

La fig. 8 indica lo schema completo del sintonizzatore UHF. In conformità al punto di vista sopra menzionato, il FET è fatto funzionare in circuito con la porta in comune. Nel circuito di entrata non si trovano filtri di sorta o elementi di adattamento, che agirebbero sfavorevolmente nei riguardi della cifra di rumore e dell'amplificazione.

Poiché l'impedenza di entrata del FET non si scosta sensibilmente dal valore nominale, il rapporto di onde stazionarie rimane (fig. 9), entro l'intera gamma, minore di 2,2. Ciò è da attribuirsi particolarmente al fattore di stabilità. La porta è messa a terra rispetto alle alte frequenze, attraverso la capacità C_2.

La tensione negativa di controllo di —1 ÷ —5 V, è applicata alla porta mediante il condensatore di passaggio C_4.

Poiché il FET a canale n richiede una tensione positiva di assorbitore, la tensione di lavoro viene applicata attraverso i componenti L_2 e C_5, mentre l'elettrodo assorbitore viene separato, mediante la capacità C_3, dal conduttore interno collegato a massa. La tensione di lavoro è di 25 V, per mantenere più piccola possibile la capacità di uscita C_{22g}.

L'amplificazione massima, nella banda delle frequenze più alte, si ottiene con una corrente di assorbimento di 6 ÷ 7 mA. In queste condizioni ha luogo una massima perdita di potenza di 175 mW. Poiché la potenza di perdita ammissibile del tipo SF 7489 è di 300 mW, il FET può essere usato fino a temperature ambiente di 90°C.

La caratteristica di regolazione si rileva dalla fig. 10. Il campo di regolazione è maggiore di 20 dB. Si raccomanda però di non sfruttare l'intero campo di regolazione, perché, alle correnti di assorbitore bassissime, la immunità alla modulazione incrociata diminuisce. La dissimmetria del circuito di uscita a 500 e a 800 MHz (fig. 11) sta entro le normali tolleranze. La massima deviazione dal valore nominale si verifica a 800 MHz e vale circa 1 dB. Pure questo modesto scostamento può essere ridotto ulteriormente, se si usa il circuito di entrata di fig. 7.

Lo stadio miscelatore non presenta caratteristiche speciali. La spira nel circuito di emettitore apporta il segnale RF prelevato dal filtro di banda. La reazione induttiva all'estremo basso del circuito di emettitore rende possibile la regolazione ottima della tensione dell'oscillatore. Il circuito dell'oscillatore viene accoppiato lascamente al collettore dello stadio mescolatore autooscillante, attraverso il condensatore C_7. La frequenza intermedia viene prelevata dal collettore mediante la bobina UHF L_3 e accordata, con la bobina L_4, sulla frequenza di centro. La fig. 12 mostra l'amplificazione di potenza e il fattore proprio di rumore. Notevole è la grande immunità alla modulazione incrociata, che si ottiene, senza elementi selezionatori, nel circuito di entrata (fig. 13).

Per la modulazione incrociata dell'1%, l'ampiezza del segnale interferente deve essere di 300 ÷ 450 in V, misurata ai capi di 50 Ω. Con 200 o 240 Ω, sono ammissibili tensioni disturbanti di 600 ÷ 900 mV. In tal modo vengono superati anche i valori di modulazione incrociata dei sintonizzatori a tubi elettronici.

8. - BIBLIOGRAFIA

L. SEVIN. *Transistori a effetto di campo.* Mc Graw Hill.

G. PIERSON. *Un FET funzionante in UHF?.* Electr. Design, marzo 1966.

Manuale delle comunicazioni, parte 1ª. Texas Instruments.

A

ing. Ottorino Barbuti

Amplificatori per canali televisivi UHF e VHF a transistori per impianti di antenne collettive

Con l'aumento della potenza fornita dagli amplificatori a transistori si è resa possibile la loro utilizzazione in impianti collettivi d'antenna e la loro vantaggiosa sostituzione a tutti i tipi a valvole termoioniche.

Una trattazione riguardante l'uso specifico di transistori nel campo delle installazioni di antenne collettive è già stata fatta su queste colonne e precisamente sul numero 1 dell'annata 1966.

In quella esposizione, più che altro si illustravano le caratteristiche di alto guadagno e basso rumore di amplificatori per VHF ed UHF a transistori e delle particolari applicazioni possibili in impianti speciali che ne potevano sfruttare in pieno i peculiari vantaggi che offrono su quelli a valvole.

Nel presente articolo vogliamo continuare il discorso illustrando la possibilità di sostituzioni di detti amplificatori a quelli a valvole anche in quei casi in cui le valvole sembravano insostituibili per la loro maggiore facoltà di fornire potenze indistorte ragguardevoli.

Intendiamo riferirci a quei casi di realizzazione d'impianti centralizzati in cui, per scarsità di componenti adatti o per imperizia degli installatori sono stati montati dei centralini con numero ragguardevole di valvole atti a fornire una notevole potenza, buona parte della quale veniva poi dispersa nei distributori, derivatori, e nel cavo coassiale.

Dopo alcuni anni di funzionamento in siffatti impianti la manutenzione dei centralini di amplificazione ha incominciato a dimostrarsi gravosa per la frequente necessità di sostituzione di valvole, le quali anche se di tipo professionale hanno una vita brevissima se paragonata a quella dei transistori.

Altro motivo di difficoltà, la necessità costante, dopo la sostituzione delle valvole, di riallineare gli amplificatori, operazione che può venire eseguita solo in laboratorio da tecnici che dispongono di capacità e di attrezzature adeguate. Dobbiamo riconoscere che una percentuale di tali impianti viene rifatta e meglio risolta con la sostituzione di quasi tutti i componenti passivi con tipi più adatti alle alte frequenze della banda UHF e con minori dispersioni di potenza, ma i casi in cui la situazione è stata compromessa al punto tale che non è possibile o permesso un totale rifacimento, rimangono ancora la maggioranza. In essi è più conveniente la sostituzione degli elementi attivi (amplificatori del centralino) a valvole, via via che vanno in deperimento, con elementi a transistori.

1. - CLASSIFICAZIONE DEI VECCHI IMPIANTI

Ora vogliamo esaminare fino a che punto questa operazione è tecnicamente raccomandabile; a tale scopo supporremo gl'impianti divisi in tre categorie.

1) Centralizzati con numero elevato di utenti (oltre sessanta) e con molte perdite negli elementi passivi - divisori, distributori, cavi, prese di utenza - alimentati da unico centralino sfruttato al limite massimo di potenza.
2) Centralizzati con medio numero di prese (da trenta a sessanta) ma con impianto ben calcolato e realizzato con elementi passivi di buona qualità, alimentati da unico centralino.
3) Centralizzati a piccolo numero di prese (da venti a trenta) ed elevate perdite nell'impianto.

La categoria dei piccoli impianti ben realizzati non viene esaminata perchè la loro modifica con transistori al posto di valvole rientra nella normalità e la loro trasformazione è già in corso da tempo con vantaggio tecnico ed economico, non richiedendo particolari capacità da parte dell'installatore.

2. - METODI DI TRASFORMAZIONE

Esaminando gli impianti della categoria 1), viene subito in mente la miglior soluzione per un loro ammodernamento, che consiste nel sezionare l'impianto su più di un centralino.

Questa decisione sarebbe da prendersi indipendentemente dalla opportunità o meno di transistorizzare il centralino, perchè è logico che tale centralino, sicuramente non rispettante le norme che non vogliono tensioni in uscita superiori a 2 V efficaci (70 mW) ha più le caratteristiche di trasmettitore che di amplificatore.

Gli inconvenienti che esso provoca sono quelli esaminati nel precedente articolo (l'antenna N° 1 - 1966) e si riassumono nella forte irradiazione di segnale ai televisori dei palazzi circostanti ed al proprio dei piani più alti che in tale modo ricevono più segnale per via etere che tramite il cavo coassiale di collegamento.

All'atto del loro sezionamento, gli impianti della categoria 1) vengono pertanto a rientrare in quelli della categoria 2).

Possiamo considerare facenti parte di questa seconda categoria queglì impianti che necessitano, per il loro pilotaggio, di tensioni a radio-frequenza in uscita del centralino di livello 1 ÷ 1,3 V efficaci ossia che richiedono, se paragonati ad un carico resistivo di 60 Ω, centralini capaci di fornire una potenza da 15 a 30 mW radio-frequenza. (Vedere il diagramma in Fig. 4).

Va considerato, per inciso, che ogni televisore (60 Ω) consuma, ai suoi morsetti d'antenna, con un livello medio di segnale di 2500 μV, una potenza di 0,1 μW; che ogni disaccoppiatore incluso nelle prese di utenza (comprese le cadute nel cavo) consuma 2,6 μW, mentre un partitore resistivo a sei colonne consuma 0,5 mW, per rendersi conto dell'enorme sciupìo di energia che può portare un impianto mal fatto, che solitamente può assorbire parecchie decine di milliwatt.

Vedremo che le potenze sopraddette per questa categoria d'impianti vengono facilmente fornite da amplificatori a transistori equivalenti nelle prestazioni a quelli a valvole.

Gl'impianti facenti parte della categoria 3) richiederebbero per il loro pilotaggio, dei centralini formati con amplificatori a transistori di circa 2 mW di potenza mentre la maggioranza di essi, per le perdite eccessive introdotte, in pratica deve venire sostituita dai tipi con potenza di 15 mW.

Fig. 1 - Centralino completamente transistorizzato per più di 60 utenti. 1° progr. + 2° progr. + FM + Svizzera (costruzione Elettronica Industriale).

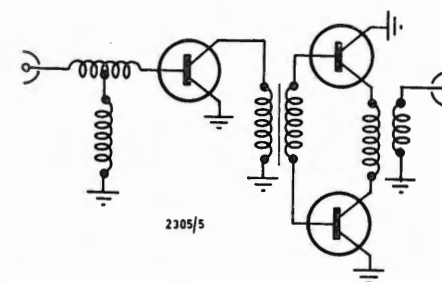



Fig. 2 - Schema elettrico del modello V26/100.

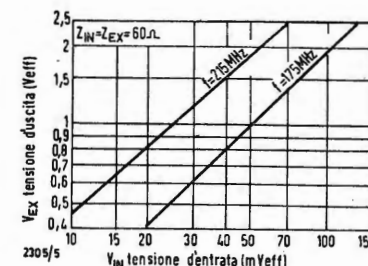



Fig. 3 - Diagramma della tensione di uscita in funzione della tensione d'entrata (mod. V26/100).

3. - DATI COMPARATIVI

Prendiamo in esame i tipi più usati di amplificatori a valvole enunciandone le caratteristiche:

Bande VHF

(*V*1) Amplificatore ad 1 valvola doppio triodo ECC8100 guadagno 26 dB, massimo segnale sopportato in entrata 60 mV, potenza resa a questo livello di entrata: 25 mW.

(*V*2) Amplificatore a 2 valvole doppio triodo ECC8100 + E288CC - guadagno 40 dB, massimo segnale sopportato in entrata 13 mV, potenza resa a questo livello d'entrata: 28 mW.

Bande UHF

(*U*1) Amplificatore a 1 valvola EC8010 g. = 12 dB; $V_{e\ max}$ 500 mV; $W_{u\ max}$ 68 mW.

(*U*2) Amplificatore a 2 valvole E88C-EC8010 g. = 26 dB; $V_{e\ max}$ 70 mV; $W_{u\ max}$ 33 mW.

(*U*3) Amplificatore a 3 valvole E88C-E88C-EC8010 g. = 36 dB; $V_{e\ max}$ 20 mV; $W_{u\ max}$ 25 mW.

(La diversa potenza d'uscita massima che può fornire la stessa valvola finale EC8010 dipende dalla distorsione che introducono le valvole precedenti).

Appare evidente che in pratica non capiterà mai che detti amplificatori debbano venire utilizzati con i detti segnali di entrata massima che possono sopportare, come ad esempio 500 mV per il modello U_1 e 70 mV per il modello U_2 per cui, considerando come massimo segnale eccezionale in antenna quello di 50 mV, i due modelli ultimi citati forniscono per tale entrata, un'uscita rispettivamente di: 0,7 mW e 17 mW.

Da questo preciso esame risulta che i modelli di amplificatori a valvola di normale esecuzione per impianti centralizzati forniscono, messi in ordine di guadagno, le seguenti potenze massime:

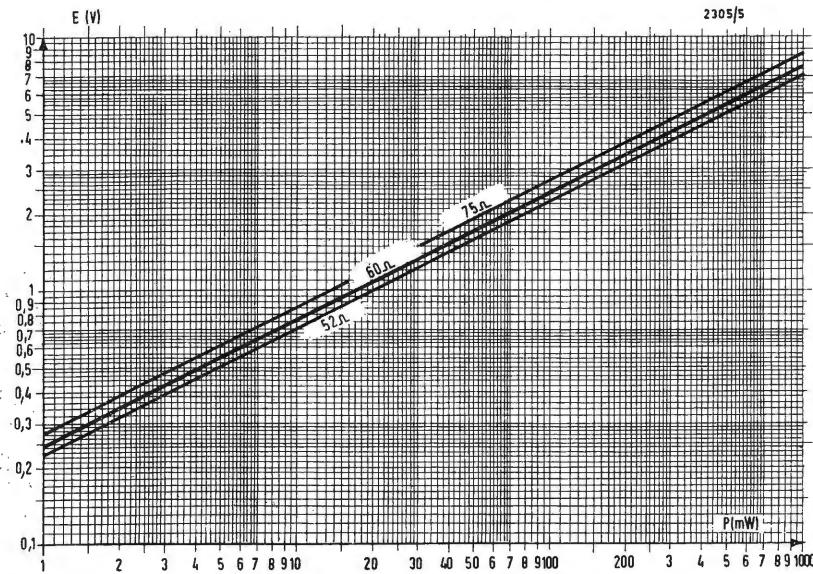



Fig. 4 - Diagramma potenza in funzione delle tensioni applicate ad un resistore puro.

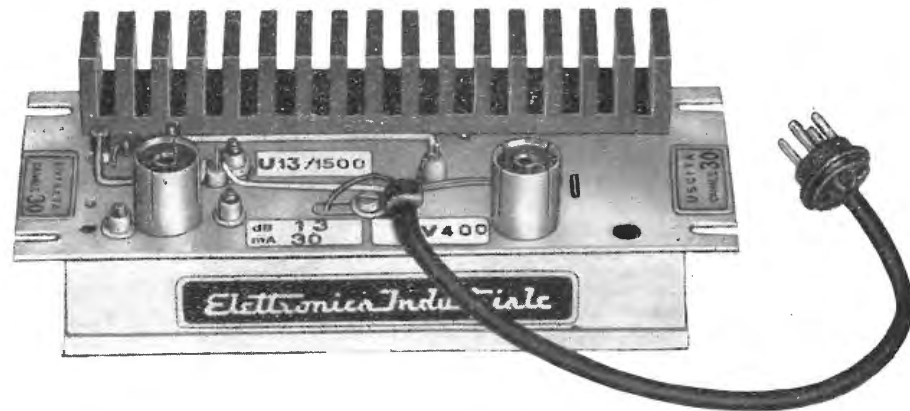



Fig. 5 - Stadio finale di potenza 1,5 W g = 13 dB a 600 MHz realizzato dalla Elettronica Industriale - Ing. Barbuti.

VHF: 25 mW – 28 mW
UHF: 0,7 mW – 17 mW – 25 mW.

Essi formano una serie piuttosto discontinua di valori con accentuato divario fra le potenze della serie VHF e quelle della serie UHF.

Facendo un'altra considerazione, ossia assumendo in questo caso, per tutti i cinque tipi di amplificatori, una identica tensione, applicata in entrata, di 10 mV (segnale in antenna da considerare ottimo), le potenze rese in uscita diventano:

per la serie VHF:
0,68 mW – 17 mW;
per la serie UHF:
0,027 mW – 0,68 mW – 6,5 mW

e la corrispondenza fra le due serie si riscontra solo fra il tipo ad una sola valvola VHF e quello a due valvole UHF. Da tutte queste considerazioni si deduce che una moderna concezione di amplificatori a transistori deve tener conto della corrispondenza fra le potenze della serie VHF con quelle della serie UHF, abbondando leggermente in quelle UHF dato l'inevitabile maggior perdita nell'impianto a queste frequenze.

A tale scopo la ditta Elettronica Industriale ha completato la gamma dei prodotti ottenendo le seguenti serie di amplificatori a transistori

Serie VHF: 1,8 mW (2 modelli) - 13 mW (2 modelli) - 25 mW - 100 mW.

Serie UHF: 2 mW (2 modelli) - 15 mW (2 modelli) - 30 mW - 80 mW

e dando la possibilità di equilibrare perfettamente fra loro i guadagni dei corrispondenti delle due serie con l'applicazione su tutti i modelli di un ottimo regolatore di guadagno che non influisce sulla massima potenza resa in uscita.

Della potenza di 1,8 mW VHF e 2 mW UHF sono state fatte due versioni, una con guadagno 15 dB e l'altra con guadagno 30 dB.

Così pure della potenza 13 mW VHF e 15 mW UHF sono state fatte due versioni, una con guadagno 26 dB e l'altra con guadagno 40 dB.

I tipi 100 mW VHF e 80 mW UHF non sono da considerarsi per l'uso in impianti centralizzati, ma bensì come prestadi di potenza per ripetitori da 0,5 W VHF e da 1,5 W UHF di cui la Elettronica Industriale ha iniziato la produzione di tipo professionale.

Essi vengono qui ugualmente citati per dimostrare che si sono potuti realizzare amplificatori in classe A pura, usando transistori, ottenendo potenze di uscita di 80 mW alla frequenza di 600 MHz.

Terminiamo la esposizione traendo la conclusione che non esistono limitazioni, nel campo degli impianti centralizzati d'antenna, per l'uso degli amplificatori a transistori al posto di quelli a valvole termoioniche e che è, anzi, vantaggiosa la loro sostituzione in quegli impianti di concezione antiquata nei quali la manutenzione diventa vieppiù gravosa ed insostenibile.

A

Walter Gonzales

Libro bianco sulla televisione a colori

Il numero veramente notevole di giornalisti intervenuti all'incontro con la stampa promosso dall'Associazione nazionale industrie elettrotecniche ed elettroniche (ANIE) e svoltosi giovedì 20 aprile alla Camera di commercio di Milano dimostra l'interesse dell'opinione pubblica per un problema sul quale si è a lungo discusso e che purtroppo è stato politicamente e parzialmente risolto con insoddisfazione di tutti, ed in special modo delle categorie interessate: la TV «a colori» in Italia. Risolto politicamente, perchè le ragioni addotte dagli organi responsabili e gli argomenti da questi forniti a suffragio della tesi rinunciataria sono stati ispirati a considerazioni del tutto contingenti ed hanno trascurato le argomentazioni di carattere economico e sociale più volte espresse da operatori di un settore tanto importante nella vita economica del nostro Paese; risolto solo parzialmente, in quanto il «fermo» imposto all'avvio delle trasmissioni televisive a colori lascia al punto di prima ed anzi aggrava la situazione in cui da parecchio tempo si dibattono la produzione industriale ed il commercio di apparecchi TV tradizionali.

Dall'esposizione del presidente dell'ANIE, ing. Luigi Baggiani, serena e costruttiva, abbiamo inoltre potuto apprendere, in materia, ulteriori, interessanti elementi. L'ing. Baggiani ha illustrato, tra l'attenzione generale, il «Libro Bianco» pubblicato dall'ANIE, contenente una vasta documentazione e, quel che più conta, conclusioni sulle quali è bene meditare.

Il documento — ha precisato il presidente Baggiani — non vuole essere un pretesto per alimentare delle polemiche, ma intende illustrare il problema nei suoi termini esatti, allo scopo di fornire elementi corretti per un esame ponderato della questione. Egli ha ricordato anzitutto che l'ANIE già da tempo ed in ripetute occasioni ha fatto presente alle autorità di Governo la necessità di rendere tempestivamente ufficiale la scelta di un sistema di televisione a colori, in armonia con la preferenza già espressa dall'Italia alla riunione internazionale svoltasi ad Oslo nel 1966, e di fissare una data di inizio del servizio vicinissima a quella già scelta dagli altri maggiori Paesi di Europa: comunque, non oltre il 30 giugno del 1968, in corrispondenza alla totale abolizione delle tariffe doganali all'interno del MEC. Ciò per ovvi motivi, tra i quali primeggia quello concernente la necessità che l'industria nazionale non debba trovarsi in stato di arretratezza rispetto agli altri paesi.

L'ing. Baggiani ha poi affermato che la televisione a colori rappresenterà una spesa iniziale non superiore all'1 per mille del totale dei consumi privati annualmente previsti e che pertanto non inciderà che in misura marginale sulle risorse disponibili: tanto meno sugli investimenti infrastrutturali. La TV a colori — ha aggiunto — è il perfezionamento di quella monocromatica; esiste già la rete dei collegamenti in UHF. Inoltre, essa è «compatibile», nel senso che i nuovi ricevitori si possono sintonizzare anche sui programmi in bianco e nero, così come i televisori tradizionali, monocromatici, possono ricevere, in bianco e nero, i programmi a colori.

Siamo quindi lontani — ha detto l'oratore — dai 2 mila miliardi indicati in Parlamento come spesa per la TV a colori in Italia nei prossimi quattro anni. Al massimo, ha chiarito in 5 anni si potranno collocare 500 mila apparecchi, per una spesa complessiva quindi di 250 miliardi di lire; l'avvio sarà ovviamente molto graduale e con la possibilità, che non va trascurata di una riduzione dei prezzi iniziali — previsti nella misura di 500 mila lire per apparecchio — che è conseguente, nel campo economico e produttivo, alla maggiore domanda del mercato.

Le gravi difficoltà in cui la decisione di rinviare il servizio al 1970-71 porrebbe l'industria italiana del settore sono facilmente prevedibili. L'ing. Baggiani ha ribadito che la nostra produzione industriale, con la «condanna» all'immobilità per ben cinque anni, si troverà in serie difficoltà al momento dello «sblocco», perchè all'estero, a tale data, i prezzi saranno largamente inferiori a quelli che noi potremo praticare.

Il presidente dell'ANIE si è quindi soffermato ad illustrare i punti salienti della serena polemica scaturita dallo scambio di corrispondenza con l'on. Luigi Anderlini, in occasione della discussione del Capitolo XII del «Programma di sviluppo economico per il quinquennio 1966-70», che il «Libro Bianco» riporta integralmente. Dall'analisi sono emerse considerazioni che impongono un urgente riesame di tutta la materia da parte degli organi responsabili, le cui decisioni sembra siano state ispirate — e l'on. Anderlini esplicitamente lo riconosce — a dati lontani dalla realtà presente e dalle possibilità di un immediato futuro.

Una cosa è certa, ha concluso l'ing. Baggiani: i consumatori italiani pagherebbero nel 1970 i televisori a colori ad un prezzo inferiore, ma solo a vantaggio e per il futuro del lavoro e del capitale straniero. L'ANIE non lascerà pertanto nulla di intentato perchè alla situazione creatasi venga ovviato e perchè le remore poste allo sviluppo del settore così drasticamente vengano rimosse.

Franco Soresini

Algebra booleana e circuiti logici

(parte sesta)

Tabella 13

$f_1\ (A, B) =$	A/B
$f_2\ (A, B) =$	$A\ /\ (B/B)$
$f_4\ (A, B) =$	$(A/A)\ /\ B$
$f_8\ (A, B) =$	$(A/A)\ /\ (B/B)$
$f_9\ (A, B) =$	$[A\ /\ (B/B)]\ /\ [(A/A)\ /\ B]$
$f_{10}\ (A, B) =$	B
$f_{12}\ (A, B) =$	A

Tabella 14

A	B	A + B	NAB
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Tabella 15

$NOT =$	$\overline{A} =$	$NAA = NA$
$OR =$	$\overline{A+B} =$	$N\ (NAB, NAB)$
$AND =$	$AB =$	$N\ (NAA, NBB)$

7. - ESEMPI DI CIRCUITI LOGICI

7.1. - Le funzioni di Sheffer

Le funzioni di due variabili A e B sono 16, come indica la tabella 12 Il numero della funzione rappresenta, in forma decimale, il valore binario della configurazione di ogni colonna.
La f_1 rappresenta la negazione della somma logica,
la f_{14} rappresenta la somma logica,
la f_6 rappresenta la somma modulo 2 (di cui si dirà),
la f_9 rappresenta la negazione della somma modulo 2,
la f_7 rappresenta la negazione del prodotto logico,
la f_8 rappresenta il prodotto logico.
Le funzioni f_1 ed f_7 presentano un interesse del tutto particolare.
Sheffer ha dimostrato, infatti, che è possibile definire qualsiasi arbitraria funzione booleana di n variabili impiegando esclusivamente l'uno oppure l'altro di tali operatori.
In questo paragrafo si illustra l'impiego della prima funzione di Sheffer, la f_1, ossia la *negazione* della *somma logica*.
La notazione comunemente impiegata per indicarla è:

$$f_1\ (A, B) = \overline{A + B} = A\ /\ B$$

La *barra di Sheffer* può essere definita anche come operatore di più argomenti secondo la relazione:

$$A_1\ /\ A_2\ /\ A_3\ /\ \cdots\ A_n = A_1 + A_2 + A_3 + \cdots\ A_n$$

L'operazione di *inversione* o *negazione* di una sola variabile generica A viene effettuata mediante il *primo operatore di Sheffer*, come (tab. 13)

$$\overline{A} = A\ /\ A$$

Le seguenti relazioni mostrano la forma assunta da 7 delle 16 possibili funzioni di due variabili espresse mediante la forma di Sheffer.

Si prescinde dalla considerazione delle due funzioni banali f_0 e f_{15} e si nota che le altre 7 funzioni non elencate fra le seguenti, possono essere derivate da esse mediante una operazione di inversione eseguita secondo la regola $\overline{A} = A/A$ a causa della validità della relazione.

$$f_i\ (A, B) = \overline{f_{15\text{-}1}\ (A, B)}$$

la quale può essere estesa facilmente ai casi di funzioni di più variabili booleane.
Si nota come l'impiego dell'operatore di Sheffer conduce a relazioni algebriche più complicate di quelle originali.

Considerando, però, che il circuito che realizza l'operatore di Sheffer può costituire l'unico elemento utilizzabile per realizzare complessi circuiti, ne risulta spesso vantaggioso l'uso sia pure a scapito di una maggior complicazione.
L'uso di questo tipo di operatore per realizzare reti, altrimenti costituite da *AND*, *OR* e *NO*, semplifica l'approvvigionamento e la manutenzione degli elementi base.
L'operazione *NOR* per due variabili A, B si può scrivere:

$$NAB$$

ed è definita dalla tabella 14:
dove $A + B$ è la funzione f_{14} e NAB la f_1
Ossia: $NAB = \overline{A + B}$
ed in generale:
$NABCD\ldots\ldots = \overline{A+B+C+D+}\ \ldots\ldots$
È possibile definire le operazioni *AND*, *OR* e *NOT* in termini di operazioni *NOR* (v. tabella 15).

Le regole per ottenere la forma canonica *NOR* di una funzione booleana sono le seguenti:

1) Definizione di complementazione
$NAA = NA = \overline{A}$

2) Proprietà commutativa dell'operazione *NOR*:
$NAB = NBA$
3) Eliminazione dei termini ridondanti:
$N\ (NABC, NAB) = NNAB$
e così:
$N\ (NAB, NA) = NNA = N\overline{A} = A$
4) Ridondanza della doppia negazione
$NN\ (NAB) = NAB$
5) Eliminazione di variabili ridondanti
$N\ (N\overline{A}, NAB) = N\ (N\overline{A}, NB)$
6) Lemma di condensazione
$N\ (NABC, NAB\overline{C}) = N\ (NAB)$
Così, ad esempio:
$N\ (NABC, NAB\overline{C}) = \overline{A+B+C} +$
$+ \overline{A+B+\overline{C}}$
$= \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}\overline{B}C =$
$= \overline{A}\overline{B} =$
$= N\ (NAB)$

Tabella 12

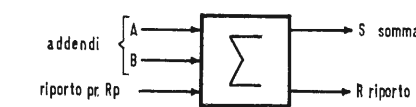
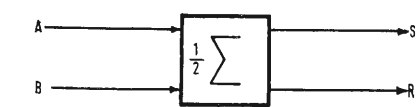
A	B	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}
0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1

Tabella 16

A	0 +	1 +	0 +	1 +
B	0 =	0 =	1 =	1 =
S	0	1	1	0
R	0	0	0	1

Fig. 34

Fig. 35

Fig. 36

7.2. - Sommatori binari a coincidenza

A differenza dei *sommatori a conteggio* coi quali il totale si raggiunge *contando* il numero di impulsi pervenuti globalmente all'unico ingresso dell'organo che esegue la somma, i *sommatori a coincidenza* sono dotati di due ingressi ai quali pervengono, contemporaneamente, i bit corrispondenti dei due numeri da sommare, ed il risultato è definito mediante circuiti logici che prevedono tutte le possibili combinazioni dei due bit presenti in un dato istante ai due ingressi.
Poichè le regole della somma sono le stesse in tutti gli ordini binari, ossia in tutte le colonne, un *sommatore binario* di *n cifre*, si comporrà:
di n sommatori binari di colonna nelle calcolatrici che eseguono le *operazioni in parallelo*, oppure
di un unico sommatore binario, via via utilizzato per le varie colonne, nelle calcolatrici *tipo serie*.
Un *sommatore binario* (simbolo Σ) si attua, a sua volta, con *due semi sommatori*.
Il nome di semi sommatore deriva dal fatto che esso compie l'addizione di due cifre binarie correttamente, ma non permette di ricevere il *riporto* eventuale determinato dalla somma di due cifre binarie d'ordine precedente.
Logicamente, quindi, un secondo semisommatore dovrà tener conto della somma attuale e del riporto eventuale determinato dalla somma precedente.

7.3. - Il semisommatore binario elementare

Il *semisommatore* ha due entrate A e B e due uscite: somma S e riporto R.
Le regole del semisommatore per i quattro possibili casi che si possono presentare, sono indicate in tabella 16.
Riferendoci alla tabella delle 16 possibili funzioni di A e B si nota che:

S = Somma modulo 2 (funzione f_6) che si esprime con:

$S = (A \cdot \overline{B}) + (\overline{A} \cdot B)$
mentre il riporto:

R = prodotto logico (funzione f_8) che si esprime con:

$R = A \cdot B$

Riportandoci alla tabella 16 che rappresenta la somma modulo 2, avremo, complessivamente, lo schema di fig. 36 che rappresenta una possibile configurazione.
Le espressioni S e R possono anche essere realizzate in altri modi, ad esempio:

$S = (A + B) \cdot \overline{(A \cdot B)}$
$R = A \cdot B$

cui corrisponde lo schema di fig. 37, più semplice del precedente.

7.4. - Sommatore binario a due ingressi

Abbiamo visto che il semisommatore precedente non può tenere conto del riporto eventuale, poichè è del tipo elementare, cioè in grado di sommare solo due informazioni di 1 bit ciascuna.
Per tener conto del riporto Rp si può operare con due semisommatori in cascata, scindendo la somma:

$$A + B + Rp = S\ (+ R)$$

nelle due somme:

$$A + B = S'\ (+ R)$$
e
$$S' + Rp = S\ (+ R)$$

tenendo conto che se $A + B$ dà già luogo ad un riporto, $S' = 0$ e quindi la somma $S' + Rp$ non può dar luogo a riporti.
Riunendo due circuiti del tipo precedente, e tenendo presente l'osservazione fatta a proposito della generazione del riporto, si ricava immediatamente il circuito di fig. 38 che corrisponde alle seguenti espressioni;
$S' = (A+B) \cdot \overline{(A \cdot B)}$ e $R = A \cdot B$
$S = (S'+Rp) \cdot \overline{(S'+Rp)}$ e $R = S'Rp$
$R = AB+S'Rp$

Fig. 37

7.5. - Sommatore binario a tre ingressi

Dalla costituzione della tabella completa degli 8 casi possibili (tab. 17) che si possono presentare dovendo sommare A con B ed il riporto precedente eventuale Rp, si possono ricavare facilmente le equazioni booleane per un circuito che, dotato di tre ingressi, esegua la somma in una sola fase.

Dalla tabella 17 si ricavano le equazioni:

$$S_+ = A\bar{B}\bar{R}p + \bar{A}B\bar{R}p + \bar{A}\bar{B}Rp + ABRp \quad (1)$$

$$R_+ = AB\bar{R}p + A\bar{B}Rp + \bar{A}BRp + ABRp \quad (2)$$

L'attuazione del circuito logico corrispondente sarebbe troppo complessa per cui si cerca di semplificarla considerando che:

S_+, vale 1 quando *uno solo o tutti e tre gli elementi A, B, Rp* valgono 1 (casi 2°, 3°, 4°, e 8°).

R_+, vale 1 quando *due o tre degli elementi A, B, Rp* valgono 1 (casi 5°, 6°, 7°, 8°).

Per cui si ottiene l'espressione seguente:

S_+, vale 1 quando *almeno uno, e non due, ovvero tutti e tre* gli elementi valgono 1, cioè:

$$S_+ = (A+B+R_p) \cdot \overline{(AB+AR_p+BR_p)} + ABR_p$$

Il termine negato equivale al complemento del riporto $\bar{R}_+$

Inoltre, R_+ vale 1 se *almeno due dei tre elementi* valgono 1, cioè:

$$R_+ = AB + AR_p + BR_p$$

Osservando che nella somma S_+ il secondo termine del prodotto corrisponde all'espressione complementare del riporto R, occorrerà un solo invertitore per ottenere il suddetto riporto.

Lo schema di principio del sommatore binario a tre ingressi risolto come sopra indicato è dato in fig. 39.

Fig. 39

7.6. - Sottrattore binario a tre ingressi

Per lo studio di un sottrattore si ricorre alla costruzione di una tabella analoga a quella rappresentante gli otto possibili casi della somma, tenendo presente che l'indicazione di un riporto significa un prestito, vuol dire cioè che alla posizione successiva andrà sottratto un ulteriore bit.

Dalla tabella 18 si ricavano le equazioni:

$$S_- = A\bar{B}\bar{R}_p + \bar{A}B\bar{R}_p + \bar{A}\bar{B}R_p + ABR_p \quad (3)$$

$$R_- = \bar{A}B\bar{R}_p + \bar{A}\bar{B}R_p + \bar{A}BR_p + ABR_p \quad (4)$$

Semplificando si ottiene:

$$S_- = \bar{A}(\bar{B}R_p + B\bar{R}_p) + A(\bar{B}\bar{R}_p + BR_p) = \bar{A}\,[(B + R_p)\,\overline{(BR_p)}] + A\,[\overline{(B + R_p)} + BR_p]$$

$$R_- = \bar{A}(B + R_p) + ABR_p = \bar{A}(B + R_p) + BR_p$$

Lo schema di principio del sottrattore binario a tre ingressi risolto come sopra indicato è dato in fig. 40

7.7. - Sommatore-sottrattore binario a tre ingressi

Osservando le tabelle di somma e di sottrazione si può notare che le righe S_+ (somma) e quelle S_- (differenza) corrispondono, mentre qualche differenza sussiste fra R_+ ed R_-.

Ciò significa che volendo raggruppare insieme un sommatore ad un sottrattore, la rete per la definizione di S_+ e S_- sarà unica, mentre due saranno quelle per le R, attivate l'una o l'altra a seconda del caso, cioè la determinazione del riporto da emettere R non è univoca, vale a dire implica la presenza di un impulso segnale di somma Σ o sottrazione $\bar{\Sigma}$.

Si potrà quindi scrivere:

$$R = R + \Sigma + R - \bar{\Sigma}$$

In *caso di somma* si avrà infatti:

Fig. 38

Tabella 17

Casi	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°	8°
Addendo A	0+	1+	0+	0+	1+	1+	0+	1+
Addendo B	0+	0+	1+	0+	1+	0+	1+	1+
Rip. prec. R_p	0=	0=	0=	1=	0=	1=	1=	1=
Somma S_+	0	1	1	1	0	0	0	1
Riporto R_+	0	0	0	0	1	1	1	1

Fig. 40

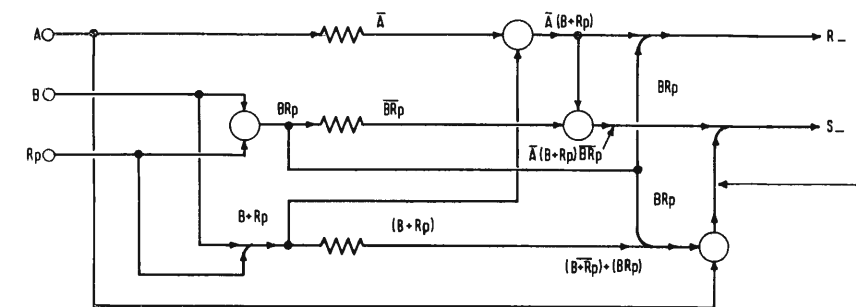
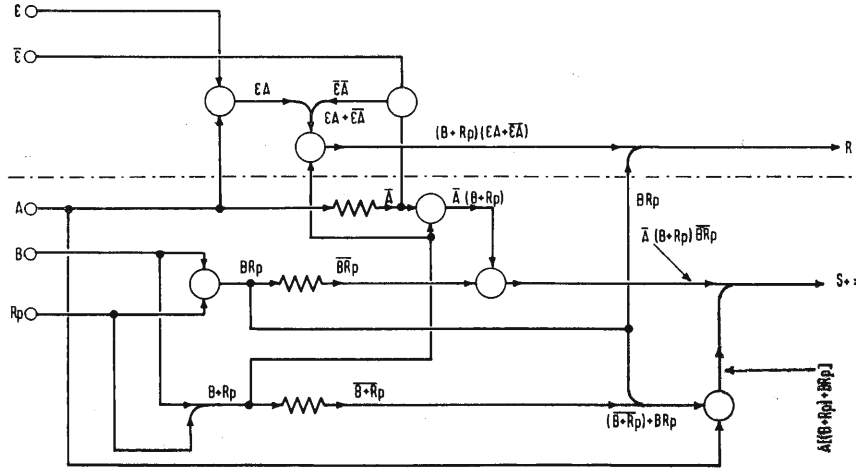



Fig. 41

$$\Sigma = 1 \text{ e } \bar{\Sigma} = 0$$

quindi $R = R_+$

Nel *caso di differenza* si avrà invece:

$$\Sigma = 0 \text{ e } \bar{\Sigma} = 1$$

quindi $R = R_-$

Pertanto le equazioni saranno:

$$S_+ = S_- = (A+B+R_p)\cdot\overline{(AB+AR_p+BR_p)} + ABR_p = A\,[(B+R_p)\overline{BR_p}] + A\,[(B+R_p) + BR_p]$$

Per il riporto invece si avrà:

Dalla $R_+ = AB + AR_p + BR_p = A(B + R_p) + BR_p$

e dalla $R_- = \bar{A}(B + R_p) + BR_p$

e consideriamo la: $R = (R_+ \cdot \Sigma) + (R_- \cdot \bar{\Sigma})$ si ottiene:

$$R = \{[\bar{A}(B+R_p) + BR_p]\cdot\bar{\Sigma}\} + \{[A(B + R_-) + BR_p]\cdot\Sigma\} = \Sigma A(B+R_p) + \bar{\Sigma}\bar{A}(B+R_p) + BR_p\Sigma\bar{\Sigma}$$

ma poichè: $\Sigma = \bar{\Sigma}$

si ottiene:

$$R = \Sigma A(B+R_p) + \bar{\Sigma}A\,(B+R_p) + BR_p = (B+R_p)\cdot(\Sigma A+\bar{\Sigma}\bar{A}) + BR_p.$$

Lo schema di principio del sommatore sottrattore binario a tre ingressi risolto come sopra indicato è dato in figura 41.

La parte $S_+ = S_-$ è realizzata come nel sottrattore (esclusa la parte per R_-) ad essa è aggiunta la parte dei riporti R coi relativi comandi Σ e $\bar{\Sigma}$.

7.8. - Altro tipo di sommatore-sottrattore binario a tre ingressi

Sempre dalla formula iniziale;

$$S_+ = A\bar{B}\bar{R}_p + \bar{A}B\bar{R}_p + \bar{A}\bar{B}R_p + ABR_p$$

Semplificando, si sarebbe potuto ottenere:

Tabella 18

Casi	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°	8°
Sottraendo A	0—	1—	0—	0—	1—	1—	0—	1—
Sottrattore B	0—	0—	1—	0—	1—	0—	1—	1—
R_p	0=	0=	0=	1=	0=	1=	1=	1=
Differenza S_-	0	1	1	1	0	0	0	1
R_-	0	0	1	1	0	0	1	1

Tabella 19

Valore relativo	Segno di A (X)	Segno di B (Y)	Operazione da fare	Segno di C (Z)
$/A/ > /B/$ ($= M$)	+	+	Somma	+
	+	—	Differenza A—B	+
	—	+	Differenza A—B	—
	—	—	Somma	—
$/A/ < /B/$ ($= \overline{M}$)	+	+	Somma	+
	+	—	Differenza B—A	—
	—	+	Differenza B—A	+
	—	—	Somma	—

Fig. 42

Fig. 43

$S_+ = A(BR_p) + A(\overline{B}+\overline{R}_p) + \overline{A}(B\overline{R}_p + \overline{B}R_p) =$
$= A(BR_p) + A(\overline{B} + \overline{R}_p) + \overline{A}(B\overline{R}_p + B\overline{B} + \overline{B}R_p) =$
$= A(BR_p) + A(\overline{B}+\overline{R}_p) + \overline{A}B(\overline{R}_p + B) + R_p(\overline{B}+R_p) =$
$= ABR_p + A(\overline{B}+\overline{R}_p) + \overline{A}(B+R_p)$
$\overline{B}\overline{R}_p$

Lo schema di principio del sommatore binario a tre ingressi, senza il circuito del riporto R_+, risolto come sopra indicato, è in fig. 42.

L'uscita S_+ eguale ad S_- serve sia nel caso della somma che della differenza. Il circuito di riporto R secondo la formula iniziale: $R = \Sigma A(B+R_p) + \overline{\Sigma}\overline{A}(BR+R_p) + BR_p$ è quello di fig. 43.

La riunione dei due circuiti di $S_+ = S_-$ e di R consente la realizzazione di un circuito completo di calcolo (v. fig. 44). Sono previste anche le uscite complementari $\overline{S}$ di S per somma o differenza e $\overline{R}$ di R per il riporto.

Il riporto eventuale emesso R deve essere applicato trattandosi di sommatore-sottrattore binario serie, all'entrata R_p, con l'interposizione di un ritardatore così che detto segnale si presenti contemporaneamente alla successiva coppia di impulsi A e B.

7.9. - Sommatore-sottrattore binario algebrico in serie

Un *sommatore sottrattore algebrico* deve essere in grado di decidere automaticamente, in base ai *valori assoluti dei due operandi*, al loro segno ed al segno della operazione, quale funzione applicare per eseguire correttamente le operazioni. Detti A e B i due operandi (positivi o negativi e non necessariamente dello stesso segno), le operazioni da eseguire, caso per caso, appaiono dalla tabella 19.

Occorre definire tre elementi:

L'*operazione aritmetica da eseguire*: Somma (Σ) o differenza ($\overline{\Sigma}$),

La necessità di *inversione* (I) dei termini A e B, o il caso normale ($\overline{I}$),

Il *segno del risultato*: (Z) $= +$, o ($\overline{Z}$) $= —$.

Come sommatore-sottrattore algebrico, si impiega il circuito descritto al paragrafo precedente, energizzando, secondo i casi, in Σ od in $\overline{\Sigma}$.

I tre elementi sopra elencati sono definiti in base al risultato di una *comparazione* fra A e B ed al *valore dei segni* degli operandi.

La tabella viene riscritta in maniera più adatta (v. tab. 20) alla definizione delle equazioni booleane, nella quale:

$M = 1 \quad X_+ = 1 \quad Y_+ = 1 \quad I = 0$
$\overline{M} = 0 \quad X_- = 0 \quad Y_- = 0 \quad \overline{I} = 1$
$\Sigma = 1 \quad Z_+ = 1$
$\overline{\Sigma} = 0 \quad Z_- = 0$

Tabella 20

M	X	Y	I	Σ	Z
1	1	1	0	1	1
1	1	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0
0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	0	0
0	0	1	1	0	1
0	0	0	0	1	0

Dalla seconda parte di questa tabella si ottengono le seguenti relazioni in rapporto a M, X e Y.

Inversione ai termini

$I = \overline{M}X\overline{Y} + \overline{M}\overline{X}Y = \overline{M}(X\overline{Y} + \overline{X}Y) = \overline{M}(X + Y)(\overline{XY})$

Operazione da eseguire:

$\Sigma = MXY + M\overline{X}\overline{Y} + \overline{M}XY + \overline{M}\overline{X}\overline{Y} =$
$= M(XY + \overline{X}\overline{Y}) + \overline{M}(XY + \overline{X}\overline{Y}) =$
$XY + \overline{X}\overline{Y} =$
$= XY + \overline{(X + Y)}$

Segno del risultato:

$Z = MXY + MX\overline{Y} + \overline{M}\overline{X}Y + \overline{M}\overline{X}Y =$
$= M(XY + X\overline{Y}) + \overline{M}(XY + \overline{X}Y) =$
$= MX + MY$

Il circuito che attua le seguenti funzioni è indicato in figura 45, e comprende, oltre agli elementi indicati in precedenza per il *sommatore sottrattore* vero e proprio, il *comparatore*.

Con un circuito del genere basta inviare agli ingressi A e B rispettivamente il 1° ed il 2° termine dell'operazione, avendo cura di complementare il segno del 2° termine quando si tratti di sottrazione. All'uscita comparirà il risultato con il relativo segno.

La linea *to* è percorsa da un impulso solo nell'intervallo elementare corrispondente al segno, quindi *to* è presente per tutta la durata dell'intera informazione, segno escluso.

Nella figura 45 non compare il circuito del sommatore per il quale si rimanda a figura 41 nè quello del comparatore, che sarà illustrato più avanti.

Il circuito indicato serve a realizzare le funzioni:

$I = \overline{M}(X+Y)(\overline{XY})$
$\Sigma = XY + \overline{(X+Y)}$
$Z = MX + \overline{M}Y$

7.10. - Sommatore binario in parallelo

Un *sommatore binario in parallelo* si può comporre semplicisticamente affiancando tanti sommatori binari e collegando *direttamente*, senza alcun ritardo, il riporto uscente del sommatore di ciascuna posizione con l'ingresso per il riporto del sommatore di posizione immediatamente superiore.

L'intero sommatore per n bit in parallelo è composto dal circuito di fig. 37, oltre a n—1 circuiti di fig. 39.

Questa soluzione, così come è stata enunciata, non è in realtà attuabile se non con certi accorgimenti.

Infatti, attraverso le connessioni dei riporti, tutti i sommatori risultano collegati, sì che può verificarsi che la posizione più significativa sia raggiunta da impulsi che hanno attraversato più sommatori, con i relativi circuiti logici. Ciò costringe ad inserire, lungo il percorso, stadi di ridimensionamento degli impulsi (deformati ed attenuati), ed inoltre conduce forzatamente a dei ritardi nella propagazione dei riporti, che significano, in ultima analisi, un abbassamento non indifferente delle frequenze massime impiegabili.

Un rimedio a questi inconvenienti potrebbe trovarsi legando direttamente ciascuna somma di ogni posizione ai valori di tutti i bit che occupano le posizioni meno significative di quella interessata, nelle due informazioni. Questo legame si realizza attraverso l'espressione del riporto, che, nella posizione generica i vale:

$R_i = R_{i-1}(A_i + B_i) + A_iB_i$

Applicando l'espressione (3) di parag. 7.6

$S_- = A\overline{B}\overline{R}_p + \overline{A}B\overline{R}_p + \overline{A}\overline{B}R_p + ABR_p$

che è l'equivalente della espressione (1) di parag. 7.5

$S_+ = A\overline{B}\overline{R}_p + \overline{A}B\overline{R}_p + \overline{A}\overline{B}R_p + ABR_p$

e la espressione (2) sempre di parag. 7.5

$R_+ = AB\overline{R}_p + A\overline{B}R_p + \overline{A}BR_p + ABR_p$

a tutti gli stadi, si ottiene:

$S_1 = \overline{A}_1B_1 + A_1\overline{B}_1 = (A_1+B_1)\overline{(A_1 \cdot B_1)}$
$R_1 = A_1B_1$
$S_2 = \overline{A}_2(B_2+R_1)(\overline{B_2R_1}) + A_2[\overline{(B_2+R_1)} + B_2R_1] =$
$= \overline{A}_2(B_2+A_1B_1)(\overline{B_2A_1B_1}) + A_2[\overline{(B_2 + A_1B_1)} + B_2A_1B_1]$
$R_2 = A_2(B_2+B_1 + B_2R_1 =$
$= A_2(B_2+A_1B_1) + B_2A_1B_1$
$S_3 = \overline{A}_3(B_3+R_2)(\overline{B_3R_2}) + A_3[\overline{(B_3+R_2)} + B_3R_2] =$
$= \dots\dots\dots\dots$

Dalle formule precedenti si osserva come la relativa complicazione della espressione R_1 conduca a dei circuiti sempre più complessi via via che si risale verso le posizioni più significative.

Praticamente è sconsigliabile questo tipo di circuito.

Fig. 44

Fig. 45

Una soluzione di compromesso si ottiene facendo effettuare la somma in due tempi:
nel primo intervallo (τ) si sommano i due addendi, bit per bit, e si ottengono due pseudo risultati: S' costituito dalle somme senza tener conto dei riporti, R', informazione costituita dai soli riporti.
Nel secondo intervallo (τ) si sommano S' e R' (opportunamente allineati) e si ottiene il totale S.
La prima somma è palesemente non influenzata dalla propagazione dei riporti, la seconda presenta anche essa dei caratteri semplificativi.
Nell'attuazione dei procedimenti, i due addendi vengono inviati, bit per bit, a n semi-sommatori elementari in parallelo; le due uscite di ciascun semi-sommatore vengono inviate agli ingressi di due sommatori a tre ingressi (ovviamente il riporto R', essendo un riporto, interessa la posizione immediatamente superiore $i + 1$).
I riporti uscenti dai sommatori stessi alimentano i terzi ingressi del sommatore successivo, fig. 46.
I circuiti possono venir ridotti ad un solo gruppo di n sommatori nei quali si effettuano l'una dopo l'altra, in due intervalli τ successivi, le due somme, avendo avuto cura di predisporre o meno, l'effettuazione dei riporti a seconda dei casi.
Per questo, il sommatore è chiamato a due tempi; ma per chiarezza si supporrà che esistano, invece, due gruppi distinti di sommatori, funzionanti, però in due tempi successivi, immaginando anche di poter « staticizzare » per il tempo successivo i risultati della prima serie di somme.
Le equazioni che identificano gli n semisommatori sono tutte eguali e del tipo classico:

$$S = (A+B)\ (\overline{\bar{A}\bar{B}})$$
$$R = AB$$

ossia

$$S_i = (A_i+B_i)\ (\overline{A_iB_i})$$
$$R_i = A_iB_i$$

e non esiste quindi alcun legame fra i semisommatori.
Le equazioni che identificano gli n sommatori a tre equazioni sono anch'esse del tipo classico:

$$S = (A+B+R_p)\ (\overline{AB+AR_p+BR_p}) + ABR_p$$
$$R = AB+AR_p+BR_p$$

La tabella che le determina non è più la tab. 17 ma nel caso attuale risulta semplificata poichè alcune combinazioni sono escluse a priori.
Infatti nella tab. 16, che regola il funzionamento dei semisommatori, è evidente la impossibilità di coesistenza degli impulsi S'_i e R'_i per una stessa posizione i.
Esaminando il sommatore di posizione 1, si vede subito che è: $R_1 = 0$ perchè Σ_1 ha un solo ingresso S'_1.
Di conseguenza, perchè il sommatore successivo Σ_2 emetta $R_2 = 1$, deve essere contemporaneamente $S'_2 = 1$ e $R'_1 = 1$.
Affinchè sia $R_3 = 1$, occorre che almeno due degli ingressi di Σ_3 ricevano un impulso; ora, essendo $S'_2 = 1$, deve essere $R'_2 = 0$, quindi è $R_3 = 1$ solo se $S'_3 = 1$ e $R_2 = 1$.
Proseguendo nel ragionamento, si deduce che affinchè R_1 sia uguale ad 1, deve indubbiamente essere $S'_1 = 1$ e quindi $R'_i = 0$, è cioè impossibile che valgano contemporaneamente 1 tanto R_i quanto R'_i. La tabella 17 resta, allora, semplificata come in tab. 21.
Da essa si ricavano le equazioni per i circuiti sommatori speciali Σ.

$$R_i = S'_i(R'_{i-1} + R_{i-1})$$
$$S_i = (S'_i + R'_{i-1} + R_{i-1}) \cdot \overline{[S'_i \cdot (R'_{i-1} + R_{i-1})]}$$

Queste, tenute presente che è:

$$R_0 = 0, \quad R_1 = 0, \quad R'_0 = 0$$

diventano:

$$S_1 = S'_1$$
$$R_1 = 0$$
$$S_2 = (S'_2+R'_1)\ (\overline{S'_1R'_1})$$
$$R_2 = S'_2R'_1$$
$$S_3 = (S'_3+R'_2+R_2)\ \overline{[S'_3(R'_2+R_2)]} = (S'_3+R'_2+S'_2R'_1)\ \overline{[S'_3(R'_2+S'_2R'_1)]}$$
$$R_3 = S'_3(R'_2R_2) = S'_3(R'_2+S'_2+R'_1) = S'_3R'_2 + S'_3S'_2R'_1$$
$$S_4 = (S'_4+R'_3+R_3)\ \overline{[S'_4(R'_3+R_3)]} = (S'_4+R'_3+S'_3R'_2+S'_3S'_2R'_1)\ \overline{(S'_4R'_3+S'_4R'_3R'_2+S'_4S'_3S'_2S'_1)}$$
$$R_4 = S'_4(R'_3+R_3) = S'_4R'_3+S'_4R'_2+S'_4S'_3S'_2R'_1$$
$$S_i = (S'_i+R'_{i-1}+S'_{i-1}R'_{i-2}+S'_{i-1}S'_{i-2}R'_{i-3}+\dots S'_{i-1}S'_{i-2}\cdot S'_{i-3}\dots S'_3S'_2S'_1)\cdot \overline{(S'_iR'_{i-1}+S'_iS'_{i-1}R'_{i-2}+\dots S'_iS'_{i-1}S'_{i-2}\dots S'_3S'_2R'_1)}$$
$$R_i = S'_iR'_{i-1}+S'_iS'_{i-1}R'_{i-2}+\dots S'_iS'_{i-1}S'_{i-2}\dots S'_3S'_2R'_1$$

Queste formule consentono la seconda somma in un intervallo (τ).

A

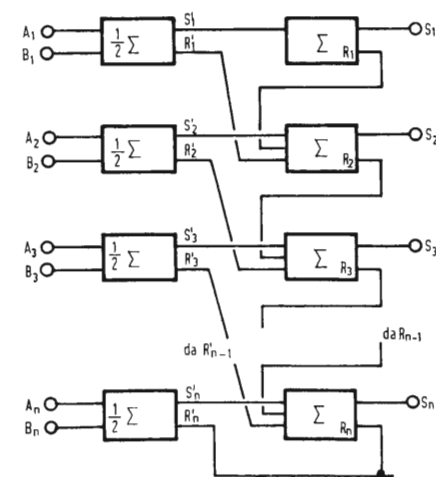



Fig. 46

Tabella 21

S'_i	0 +	0 +	0 +	1 +	1 +	1 +
R'_{i-1}	0 +	0 +	1 +	0 +	0 +	1 +
R_{i-1}	0 =	1 =	0 =	0 =	1 =	0 =
S_i	0	1	1	1	0	0
E_i	0	0	0	0	1	1

F. B.

Circuiti a stato solido per circuiti logici*

Da qualche tempo va suscitando sempre crescente interesse una serie di nuovi circuiti monolitici integrati, noti come « High Level Transistor Transistor Logic » (H.L.T.T.L.). Si tratta di insiemi planari-epitassiali il cui campo principale di impiego è quello degli impianti per la elaborazione dei dati. Tali circuiti, rispetto a quanto avveniva nei precedenti sviluppi monolitici, risentono in grado notevolmente inferiore delle tensioni perturbatrici e, con i loro carichi, possono essere comandati con elementi di caratteristiche molto più capacitive. La semplice, reciproca opportunità di adattamento, le molteplici possibilità di impiego e le massime frequenze (20 MHz) ottenute finora con circuiti a stato solido che lavorano in sovramodulazione, sono alcune fra le caratteristiche più notevoli di questa tecnica.

1. - SVILUPPO DEI CIRCUITI

Da quando i primi esperimenti sui circuiti integrati sono stati coronati da successo, l'industria dei semiconduttori ha concentrato i propri sforzi per migliorare le loro caratteristiche e i relativi processi di produzione e per diminuire i costi di fabbricazione; in modo tale che i vantaggi di questi circuiti, come l'assoluta sicurezza di funzionamento, le dimensioni ed il peso ridotti, ormai giustificano in pieno la preferenza che viene accordata al loro impiego anziché a quello di circuiti di altro tipo. Gli studi relativi si sono concentrati soprattutto su utilizzazioni digitali (non lineari) rispetto a quelle analoghe (lineari).

2. - D. C. T. L.

I primi circuiti sono stati sviluppati secondo la tecnica D.C.T.L. (Direct Coupled Transistor Logic: fig. 1). Poiché in questo caso i collettori di tutti i transistori sono stati riuniti l'uno all'altro, non è stato necessario alcuno strato isolante, cosa questa che rende possibile una costruzione semplice. Per le frequenze più basse (fino a 1 MHz) anche per questo tipo di circuito, la dispersione delle amplificazioni di corrente dovuta alla fabbricazione, e delle tensioni base-emitter rappresenta un problema insuperabile, poiché la parte principale della corrente totale viene sopportata solo da un transistore. Resistenze di base aggiuntive che avrebbero eliminato il problema portano a livelli di isolamento, cosicché non si verifica più l'unico vantaggio della costruzione semplice di questi circuiti.

3. - R. T. L.

I circuiti D.C.T.L. sono stati perciò sostituiti dai circuiti R.T.L. (Resistor Transistor Logic: fig. 2). Prodotti come elementi singoli, i circuiti si sono presentati come estremamente pratici, ma presto ci si è accorti che i costi di fabbricazione per la versione integrata erano molto più alti di quanto ci si aspettava. Le resistenze richiedono tolleranze strette ed hanno bisogno di una alta percentuale della superficie cristallina disponibile. Essi sono divenuti perciò molto più cari dei transistori. I circuiti R.T.L. non si comportano quindi molto meglio dei circuiti D.C.T.L. nella realizzazione a stato solido.

4. - D. T. L.

Nel frattempo la tecnologia aveva raggiunto un livello accettabile. Lo stadio seguente è stato perciò l'integrazione di un circuito costituito da elementi singoli e conosciuto come « D.T.L. » (Diode Coupled Transistor Logic) con il quale si possono raggiungere frequenze di esercizio fino a 20 MHz. Queste esecuzioni rappresentano i primi circuiti a stato solido con prezzo e caratteristiche elettriche interessanti. Pure essi hanno bisogno, come parte aggiuntiva, di un secondo alimentatore e non raggiungono le stesse frequenze di lavoro massime del circuito con elementi singoli. Causa principale di questo è stato il risparmio di portatori minoritari nella base del transistor.
Per aver garanzia di una corrente di modulazione sufficiente anche per tem-

(*) *Radio Mentor*, aprile 1966, pag. 283

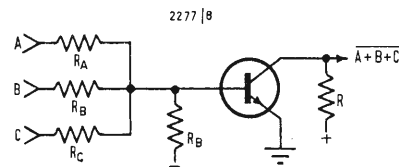



Fig. 2 - Porta « Nor » secondo la tecnica R.T.L.

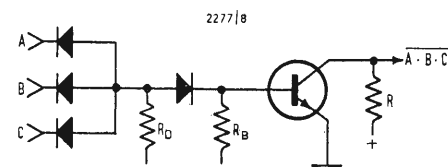



Fig. 3 - Porta « Nand » secondo la tecnica D.T.L.; per la porta « Nand » o « Inhibit » il segnale di uscita sarà *L* nel caso in cui un ingresso sia *O*, ed il segnale di uscita *O* se nessun ingresso è *O*.

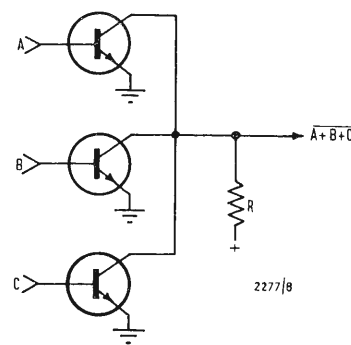



Fig. 1 - Porta « Nor » secondo la tecnica D.C.T.L.; la porta « Nor » è una porta « Or » invertita. Il suo segnale di uscita sarà *L* se tutti gli ingressi sono *O*, e la sua uscita *O* se uno o più ingressi sono *L*.

perature di lavoro più basse (minori amplificazioni di corrente), la resistenza di polarizzazione di base dovrebbe essere scelta più grande possibile (circa 20 kohm). Questo però significa che la parte principale della carica immagazzinata dovrebbe essere portata sulla base attraverso il diodo di accoppiamento durante la commutazione, ciò che presuppone, nei riguardi del transistor e del diodo di ingresso, un diodo assai più lento. Questo serve per la sicurezza del circuito contro le tensioni di disturbo. Nella disposizione come singoli elementi costruttivi, si possono scegliere per questo diodi con una minima carica immagazzinata prescelta. Questo si rivela impossibile nella forma monolitica, poiché per questo tipo vengono forniti al tempo stesso tutti i diodi ed i transistor che presentano quindi gli stessi tempi di commutazione.
Si possono perciò trattare tutti i diodi e le basi dei transistor con oro, per limitare l'immagazzinamento di cariche minoritarie (questo significa più piccole inerzie di sbarramento e quindi più alte frequenze di lavoro), però non è stato possibile interrompere la diffusione di oro sul diodo di accoppiamento come pezzo singolo o rispettivamente di togliere l'oro da esso, una volta trattato.

5. - T. T. L.

Il primo circuito a stato solido per tensioni di esercizio più alte è stato il circuito T.T.L. o M.E.C.L. (fig. 4 – T.T.L.: Transistor Transistor Logic; M.E.C.L.: Multiemitter Coupled Transistor Logic: logica a transistori accoppiati negli emitter). In questo circuito si dovevano superare molte difficoltà per raggiungere le condizioni di servizio ottime. Per esempio si dovevano limitare le capacità parassite (rappresentate da giunzioni *pn* polarizzate nella direzione di blocco ed agenti da isolamento) fra gli elettrodi dei singoli componenti del circuito, ridurre l'effetto di transistore fra gli emitter del transistore di ingresso ed inoltre diminuire la resistenza dello strato di collettore del transistore di uscita. Queste difficoltà sono state superate grazie ad un'avanzata tecnologia dei transistori (tecnica planare-epitassiale), mediante un esatto processo fotolitografico ed una tolleranza della maschera estremamente limitata. Tale tolleranza corrisponde all'incirca alla tecnica del transistor precedente, tipo 2N2784 (fT = 1000 MHz) che rappresentava l'ulteriore sviluppo del 2N 709.
Le dimensioni della parte attiva di questo transistor hanno dovuto essere ancora notevolmente ridotte per ottenere, mediante il circuito T.T.L. integrato, un tempo di ritardo degli impulsi di ca. 8 ÷ 10 ns corrispondente ad una frequenza massima di esercizio di ca. 50 MHz. Le più alte frequenze raggiunte fino ad oggi con i circuiti a stato solido che lavorano in sovramodulazione sono di quest'ordine di grandezza. La mancanza di un diodo di accoppiamento (Level Shifting Diode) che è stato eliminato per poter raggiungere queste frequenze, rappresenta senz'altro uno svantaggio. In tal modo si è diminuita l'insensibilità nei riguardi delle tensioni perturbatrici di ca. 50 ÷ 100 mV. Il livello della tensione di uscita era dell'ordine di 600 ÷ 800 mV; in pratica non è stato possibile inserire carichi capacitivi. Anche per questi circuiti era quindi necessario studiare con grande attenzione la progettazione delle apparecchiature. Questo specialmente per quanto riguarda il collegamento dei circuiti a potenziale zero, dal momento che i conduttori neutri sono spesso interessati da tensioni perturbatrici di natura induttiva causate da correnti che affluiscono rapidamente in altri conduttori.

6. - H. L. T. T. L.

L'ulteriore sviluppo di questi circuiti « low-level » (cioè con basso livello della tensione di segnale) ha portato infine ai circuiti H.L.T.T.L. (High Level Transistor Transistor Logic: circuiti logici con più alto livello della tensione di segnale – fig. 5), nei quali sono stati superati tutti gli svantaggi e le difficoltà fin qui ricordati. È stato possibile soddisfare ad esigenze come per es. « Fan out » (numero dei circuiti uguali che, inseriti in parallelo, possono venire allacciati come carico all'uscita di un

tale circuito) superiore a 5 e realizzare il collegamento di carichi capacitivi di ca. 100 pF: condizioni queste nelle quali i circuiti T.T.L. o quelli fino ad ora conosciuti non avrebbero potuto funzionare senza l'aggiunta di un circuito tampone. È così diventato possibile, mediante l'impiego di circuiti monolitici integrati, apportare notevoli miglioramenti alle caratteristiche di calcolatori ed apparecchi similari per quanto riguarda le specifiche di sicurezza di esercizio, le dimensioni e la possibilità di applicazione.

7. - ESECUZIONE COSTRUTTIVA

In fig. 6 è rappresentato il procedimento « Buried Epitaxial Layer » con il quale strati attivi, per es. le giunzioni di collettore dei transistori vengono « sepolti » permettendo il formarsi di altre giunzioni nel materiale stesso. Le diverse fasi di lavorazione sono le seguenti:
a) formazione di zone fortemente caricate di portatori negativi (n + strati) nel materiale che conduce positivamente. Si tratta di parti di collettore dei transistor che sono buone conduttrici;
b) permettere il crescere di un debole strato epitassiale del conduttore positivo che infine viene leggermente caricato di portatori negativi. Si tratta di parti di collettore epitassiale con più alta resistenza specifica, oppure di strati di resistenze;
c) formazione di uno strato di ossido sullo strato epitassiale;
d) ripresa fotografica della « finestra » mediante una pellicola sensibile alla luce, montata sullo strato di ossido con l'ausilio della maschera. Incisione delle aperture nello strato di ossido;
e) nei punti adatti si formano dei transistori tramite diffusione delle giunzioni di base (p), nuova ossidazione, fotografia, incisione e diffusione degli strati di emitter (n) in accordo alla tecnologia planare;
f) rivestimento della superficie con uno strato definitivo di ossido, ripresa fotografica dei punti nei quali più tardi verranno attaccati i terminali a filo, incisione di queste aperture, ricopertura di alluminio delle parti degli elettrodi scoperte mediante precipitazione di vapori di alluminio;
g) prova di funzionamento di tutti i transistor, diodi e resistenze; contrassegnare i punti inutilizzabili, segare la lastra di cristallo nei singoli circuiti, saldare i circuiti collaudati allo zoccolo della custodia *TO*-5 o della custodia piatta, attaccare i fili di connessione ai punti metallizzati, mediante un procedimento a ultrasuoni;
h) nel corso di ulteriori fasi di fabbricazione, dopo che la custodia è stata chiusa ermeticamente, tutti i circuiti vengono sottoposti a controlli visivi, elettrici e meccanici nonché ad una prova di tenuta (procedimento all'elio);
Il motivo che giustifica la formazione delle giunzioni di collettore a bassa impedenza (n+) è da ricercarsi nell'andamento della tensione residua dei transistori indipendentemente dalla necessità di ottenere un passaggio privo di giunzioni di sbarramento al contatto di collettore. Si riscontrano qui le stesse proporzioni già esistenti nei singoli transistori. Se si rinunciasse a queste giunzioni, la resistenza del transistor nella zona della tensione residua aumenterebbe dal cinquanta al cento per cento.
A tale proposito si deve ricordare che le caratteristiche dei transistori posti nei circuiti integrati possono venire adattate con precisione alle esigenze dei circuiti, mentre le caratteristiche dei transistori considerati come componenti singoli devono sempre rappresentare un compromesso con le necessità pratiche dell'impiego. L'adattamento alle esigenze del circuito offre parecchi gradi di libertà ed insieme la possibilità di dare ai componenti dei circuiti integrati caratteristiche di ottimazione riferite al loro funzionamento. Anche per questo motivo era stata a suo tempo respinta l'idea di studiare un tipo di circuito unitario integrato che, tramite

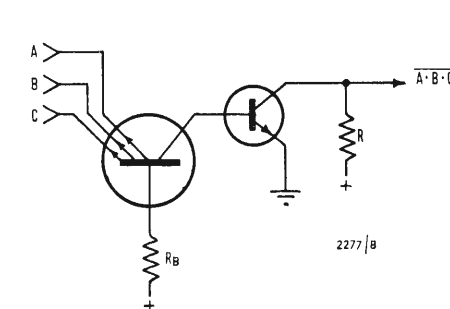



Fig. 4 - Porta « Nand » secondo la tecnica T.T.L., risp. M.E.C.L.

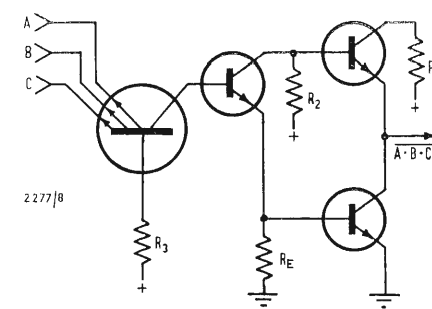



Fig. 5 - Porta « Nand » secondo la tecnica H.L. T.T.L.

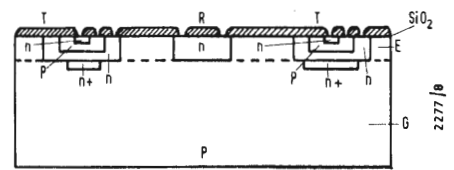



Fig. 6 - Circuito a stato solido con « Burried Layer » oppure strato interno epitassiale E; il materiale base è contrassegnato con G; R è la resistenza, T il transistor.

un particolare cablaggio (all'interno della custodia) potesse essere utilizzato per i diversi tipi di applicazione. La base di questo studio sarebbe stata rappresentata da una possibilità di impiego universale ed insieme dall'uniformità dei dati dei transistori, ma avrebbe contemporaneamente diminuito di molto la velocità di funzionamento.

Si era già stabilito che la percentuale utilizzabile di tutti i circuiti di uno stesso tipo presenta una certa proporzionalità inversa rispetto alle dimensioni della superficie cristallina e che la sola possibilità di diminuire il tempo di ritardo degli impulsi è quella di ridurre le capacità rappresentate dalle funzioni *pn*. Ciò significherebbe naturalmente ridurre al minimo le dimensioni di un circuito. È possibile ottenere con i più precisi metodi di fabbricazione. Le dimensioni di un circuito « Nand » H.L.T.T.L. con 2 × 4 ingressi sono al momento ca. 1 × 1 mm, una superficie che corrisponde all'incirca a quella di un transistor di eccitazione di memoria. Le capacità parassitarie in esso ottenute sono inferiori a 1,5 pF rispetto ai 50 ÷ 60 pF delle esecuzioni precedenti.

La possibilità di ottimizzare i transistor dei circuiti in corrispondenza alla loro funzione, ha reso relativamente facile, per es. nei transistor di ingresso a emitter multiplo, diminuire gli influssi reciproci di emitter adiacenti (effetto di transistor); contemporaneamente si è potuto ridurre molto l'amplificazione parassita di corrente fra gli emitter. Per questo è necessario diminuire la capacità fra gli emitter per disaccoppiare fra loro gli ingressi.

Entrambe queste cose sono state raggiunte limitando le dimensioni dell'emitter e per mezzo dell'oro diffuso. Si sono realizzati valori di 0,015 per l'amplificazione di corrente parassita e 0,1 pF per la capacità fra gli emitter.

Contemporaneamente si è imparato a calcolare le variazioni dell'amplificatore di corrente dei transistori in funzione della temperatura, in modo da raggiungere una compensazione delle variazioni di resistenza causate dalla temperatura. Il valore di tali variazioni sulla gamma da 25°C a —55°C vale solo circa 5%. Le caratteristiche del transistor si influenzano in modo tale che l'aumento di corrente di base dovuto alla variazione di resistenza uguaglia l'amplificazione di corrente in diminuzione. Il tempo di ritardo degli impulsi può essere perciò tenuto costante sull'intera gamma di temperatura ambiente. Ci sono ancora da considerare tre altri aspetti importanti in dipendenza dei circuiti H.L.T.T.L.. Vicino ai motivi di una più alta sicurezza dei circuiti monolitici nei riguardi delle tecniche circuitali future e cioè: minore numero di intromissioni metalliche, uguaglianza o compensazione e limitazione degli influssi termici e delle costanti di tempo, chiusura ermetica dell'intero circuito.

8. - TOLLERANZE DI FABBRICAZIONE

Per mantenere limitata la percentuale di scarto, i vari processi di fabbricazione devono essere seguiti in modo molto preciso. Questo può evitare non solo influssi poco riproducibili sulla fabbricazione, ma rende notevolmente più strette le tolleranze. In fig. 7 è rappresentata una suddivisione riscontrata nel periodo di un mese sui circuiti H.L.T.T.L.

9. - RIDUZIONE DELLA SUPERFICIE DEL CRISTALLO

Dato che in un circuito monolitico gli strati di blocco di tutti i diodi vengono « diffusi » contemporaneamente, la probabilità di ottenere quattro diodi privi di difetti è praticamente uguale alla probabilità di produrre un solo diodo privo di difetti nella parte cristallina.

Quindi le percentuali di guasto dei circuiti monolitici sono completamente indipendenti dalla complessità dei circuiti stessi, espressa mediante il numero dei singoli componenti. Le percentuali di guasto dei circuiti monolitici sono dello stesso ordine di grandezza di quelle dei singoli elementi semiconduttori. Inoltre esiste una certa relazione fra le percentuali di guasto e le dimensioni dei cristalli al silicio impiegati. Ci si aspetta perciò dalla limitazione delle dimensioni del cristallo un aumento della sicurezza di funzionamento.

10. - CONNESSIONE DEI TERMINALI DI USCITA

Impiegando come materiale di contatto esclusivamente l'alluminio si evitano difficoltà sul cristallo (fenomeni noti come « Purple Plaque » o più precisamente « Black Death »). Si tratta qui di collegamenti intermetallici di oro-alluminio che, a causa della presenza del silicio, diventano fragili e cattivi conduttori. Dato che sulle estremità dorate dei cavi di collegamento esterni passati attraverso i corpi del contenitore non è presente alcuna traccia di silicio, i fenomeni di cui sopra non si verificano. Anche dopo che sono stati in magazzino per diverse migliaia di ore alla temperatura di 200°C, non si è riscontrata alcuna diminuzione della resistenza alla trazione.

11. - APPLICAZIONI

La porta « Nand » con ingressi 2 × 4 (fig. 8) è l'elemento base dei circuiti H.L.T.T.L. Mediante combinazioni con altri elementi uguali potrebbero venire

Fig. 7 - Suddivisione della durata degli impulsi misurati su più porte « Nand » prese dalla produzione nel corso di un periodo di un mese.

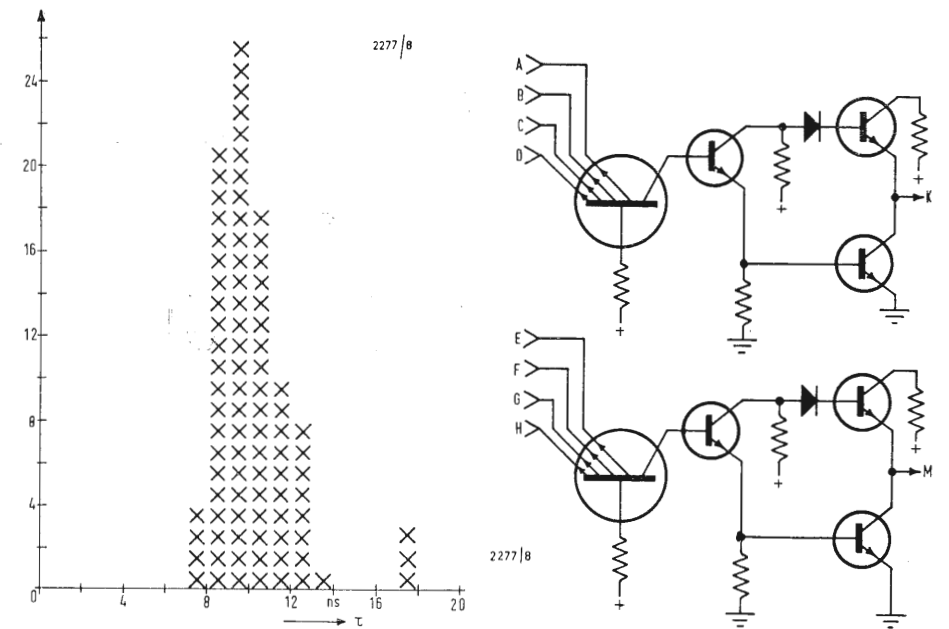



Fig. 8 - Porta « Nand » con 2 × 4 ingressi.

già effettuate in un calcolatore tutte le funzioni logiche sia che essa sia usata come porta « Nand » (impulso di ingresso positivo) oppure come porta « Nor » impulso di ingresso negativo. Elementi di memoria per registratori possono venire fatti con una coppia connessa in croce. Ogni metà della porta contiene le seguenti parti principali:

a) un transistor d'ingresso a emitter multiplo (funzione and/or). Se il potenziale di tutti gli emitter vale +1,8 V o più, allora lo strato collettore-base funziona nella regione diretta e inserisce il successivo transistor a inversione di fase;

b) il transistore a inversione di fase che toglie dal circuito, attraverso il diodo di accoppiamento, l'inferiore dei due transistor di uscita nella condizione descritta in *a*) ed inserisce l'altro;

c) un diodo di accoppiamento, che deve essenzialmente assolvere due compiti, cioè la protezione contro le tensioni di disturbo (1 V per 25° C, 0,6 V per tutto l'intervallo di temperatura) e l'adattamento perfetto dello stadio a inversione di fase con il transistor di uscita inferiore;

d) lo stadio finale costituito da due transistor.

Se il segnale di ingresso ad uno o a parecchi emitter del transistor di ingresso vale meno di 1,8 V, allora il transistor di uscita inferiore inserisce il carico, la cui caduta di tensione è più bassa della tensione residua di questo transistore e la tensione alla sua resistenza di collettore (protezione da cortocircuito dell'uscita) è inferiore alla tensione di esercizio. La tensione di carico vale in questa situazione ≃ 3 V. Se la tensione all'emitter di uscita è più alta di 1,8 il transistor inferiore disinserisce il carico, mentre il transistor superiore va in corto circuito e la tensione di uscita è limitata a 0,2 V. (Tensione residua collettore-emitter di questo transistor). Le capacità situate in parallelo al carico vengono in tal modo scaricate durante le pause degli impulsi, cosicché la durata dell'impulso nella gamma da 15 a 300 pF aumenta solo di 0,1 ns per pF.

L'alto carico ammissibile (Fan-out 1-7 oppure 1-20) si ottiene con l'opportuna disposizione dei circuiti finali. Il transistor di innesco lavora in un circuito con emitter a massa, perciò la resistenza di protezione contro i cortocircuiti nel circuito di collettore gioca un ruolo non importante. Nei circuiti logici di tale tipo non sono perciò necessari dei circuiti tampone. I cosiddetti numeri « fan-out » valgono per tutto l'intervallo di temperatura ammissibile e l'immunità da tensioni di disturbo vale per « fan-out » massimi.

Nonostante sia possibile sviluppare la parte logica di un calcolatore soltanto con la porta « Nand », tale soluzione è del tutto economica sotto ogni punto di vista. Anche se si desidera impiegare solo questo circuito per semplificare la manutenzione delle apparecchiature ed il problema dei pezzi di ricambio, altri circuiti complementari semplificherebbero il progetto delle apparecchiature ed eviterebbero un sovradimensionamento. Sono state quindi studiate ulteriori configurazioni che, insieme con la porta « Nand » descritta costituiscono una famiglia completa di circuiti H.L. T.T.L.; ad essi appartengono la porta Nand e Nand-or con altre disposizioni d'ingresso, come pure un amplificatore universale e dei flip-flop. *A*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Telefunken TTV 26M 19" - 23"

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

a) Prese di antenna UHF/VHF tipo bilanciato a 300.
b) Sintonizzatore VHF a 12 posizioni di cui 8 attive e 4 di riserva. Sintonizzatore UHF a sintonia continua da 470 a 790 MHz. La frequenza è leggibile sul disco concentrico alla manopola di sintonia.
A questo proposito riportiamo la tabella 1 relativa *al numero che caratterizza ciascun canale UHF e la rispettiva frequenza*, la qual cosa è senz'altro della massima utilità per i tecnici. Nella stessa sono fissati pure i limiti di inizio e di fine delle bande IV e V.
Essendo il telaio sotto tensione il collegamento eventuale con la terra dovrà essere effettuato esclusivamente tramite un condensatore da 1.500 pF 1.000 V.

2. - VALVOLE IMPIEGATE E RELATIVE FUNZIONI

V_{01} = EC88 - amplificatrice a radio frequenza, gamma UHF.
V_{02} = EC86 - oscillatore gamma UHF.
V_1 = ECC189 - doppio triodo, amplificatore a radio frequenza gamma VHF.
V_2 = ECF86 - triodo-pentodo, oscillatore gamma VHF, e convertitore.
V_3 = EF183 - pentodo, amplificatore di media frequenza.
V_4 = EF80 - pentodo, amplificatore di media frequenza.
V_5 = EF80 - pentodo, amplificatore di media frequenza.
V_6 = ECL84 - pentodo, finale video, triodo, amplificatore del CAS.
V_7 = ECH81 - triodo-eptodo, separatore di impulsi e soppressore disturbi.
V_8 = EF80 - Pentodo, amplificatore limitatore del suono a 5,5 MHz.
V_9 = EABC80 - Triplo diodo triodo, rivelatore a rapporto, preamplificatore di bassa frequenza.
V_{10} = EL84 - Pentodo, amplificatore finale di bassa frequenza.
V_{11} = EAA91 - Doppio diodo, tensione *controllo automatico di Frequenza*.
V_{12} = ECF82 - Triodo pentodo, amplificatore di tensione del CAF, oscillatore di linea.
V_{13} = EL500 - Pentodo, amplificatore finale di linea.
V_{14} = EY83 - Diodo smorzatore.
V_{15} = DY87 - Diodo, rettificatore EAT.
V_{16} = ECL82 - Triodo pentodo, oscillatore ed amplificatore di quadro.
V_{17} = cinescopio a 110° (AW47-91 oppure AW59-91).

3. - NOTIZIE PER IL SERVIZIO TECNICO

a) Tutti i circuiti di sincronismo e di deflessione possono essere controllati mediante il rilievo delle forme d'onda con un buon oscillografo calibrato. I punti di controllo e le relative forme d'onda sono rilevabili dallo schema, tenendo presente che esse sono state rilevate in un televisore di medie caratteristiche, alimentato con esatta tensione di rete e con un segnale di ingresso a radio frequenza di 5 mV.
I comandi dovranno essere regolati in modo da ottenere la migliore immagine possibile, ed il contrasto in modo da misurare una tensione di 30 Volt picco a picco sul catodo del cinescopio.
b) Allo scopo di consentire l'esatto controllo delle tensioni misurabili ai piedini di ciascuna valvola riportiamo la tabella 2.
(*Le misure, che dovranno essere effettuate con un voltmetro a valvola avente una resistenza di ingresso di almeno* 10 MΩ, *si riferiscono a quelle rilevate su un televisore funzionante correttamente*).

4. - VALORE DEI VARI COMPONENTI E RELATIVA STABILITA' RICHIESTA

A pagina 178 riportiamo l'elenco completo del materiale usato nella costruzione del televisore e le relative caratteristiche. Ciò può essere della massima utilità per il tecnico il quale, anche per altri tipi di televisori, può rendersi conto delle condizioni di potenza assorbita dai vari componenti, della stabilità richiesta e del materiale con il quale essi devono essere costruiti.

Fig. 1 2203/11

Tabella 1

Canale	Frequenza MHz	Portante video	Portante suono	Canale	Frequenza MHz	Portante video	Portante suono
21	(1)470-477	471,25	476,75	41	630-637	631,25	636,75
22	478-485	479,25	484,75	42	638-645	639,25	644,75
23	486-493	487,25	492,75	43	646-653	647,25	652,75
24	494-501	495,25	500,75	44	654-661	655,25	660,75
25	502-509	503,25	508,75	45	662-669	663,25	668,75
26	510-517	511,25	516,75	46	670-677	671,25	676,75
27	518-525	519,25	524,75	47	678-685	679,26	684,75
28	526-533	527,25	532,75	48	686-693	687,25	692,75
29	534-541	535,25	540,75	49	694-701	695,25	700,75
30	542-549	543,25	548,75	50	702-709	703,25	708,75
31	550-557	551,25	556,75	51	710-717	711,25	716,75
32	558-565	559,25	564,75	52	718-725	719,25	724,75
33	566-573	567,25	572,75	53	726-733	727,25	732,75
34	574-581	575,25	580,75	54	734-741	735,25	740,75
35	(2)582-589	583,25	588,75	55	742-749	743,25	748,75
36	590-597	591,25	596,75	56	750-757	751,25	756,75
37	598-605	599,25	604-75	57	758-765	759,25	764,75
38	606-613	607,25	612,75	58	766-773	767,25	772,75
39	(3)614-621	615,25	620,75	59	774-781	775,25	780,75
40	622-629	623,25	628,75	60	782-789 (4)790	783,25	788,75

[1] Inizio banda IV [2] Fine banda IV [3] Inizio banda V [4] Fine banda

Tabella 2

Valvola		Tensioni fra i piedini degli zoccoli e massa								
Simbolo	Tipo	1 V	2 V	3 V	4 V	5 V	6 V	7 V	8 V	9 V
V_1	ECC189	207			6,3		112			
V_2	ECF86		—2*		6,3			110+	205	130
V_3	EF183		—25*			6,3		217	214	
V_4	EF80	2,8		2,8		6,3		205	210	
V_5	EF80	3		3	6,3			185	210	175
V_6	ECL84		—45	4	6,3		155	4	3*	203
V_7	ECH81	14	—0,2*			6,3	215	—17*	68	—4*
V_8	EF80	0,2	—0,3*	0,2		6,3		205	32	
V_9	EABC80		—1,95*		6,3				—0,52*	105
V_{10}	EL84			6		6,3		195		205
V_{11}	EAA91		—65*	6,3		3		—68*		
V_{12}	ECF82	60	—47*	190*		6,3	160		6,5	4,4*
V_{13}	EL500	—43*			6,3		195			
V_{14}	EY83					6,3				230
V_{15}	DY87									
V_{16}	ECL82	—28*	19			6,3	212	212		115
V_{17}	AW 47/91 59/91	6,3	125*	620 530	500		125*	175		

*) Misurate con voltmetro a valvola (Ri ≥ 10 MΩ)
+) Calcolate mediante misura in corrente

Fig. 2

Fig. 4

5. - ALLINEAMENTO DEI VARI CIRCUITI

Per la taratura dei principali circuiti in genere valgono le norme già pubblicate per gli altri modelli dei ricevitori Telefunken pubblicati recentemente, che non riteniamo opportuno ripetere per non appesantire l'esposizione.

La curva 1*a* indica la giusta insellatura che si deve osservare all'oscillografo, collegato al punto *PM*1, durante il controllo del gruppo VHF. La curva 1*b* rappresenta il massimo appuntimento consentito.

La figura 2 mostra il modo di accoppiare ai vari circuiti gli strumenti durante il controllo dell'allineamento del gruppo UHF. La figura 3 si riferisce alla curva di risposta del filtro di banda. La figura 4 invece rappresenta la curva di risposta totale ed i limiti di deformazione ammessi. Infine nella figura 5 è indicata la posizione dei principali comandi e dei componenti che possono interessare le varie operazioni di taratura.

6. - RICEZIONE DEI DUE PROGRAMMI VHF-UHF

In taluni casi la differenza di intensità fra il segnale VHF e quello UHF può costringere l'utente a dover ritoccare alcuni comandi dopo aver effettuato il passaggio da un canale all'altro. Qualora non sia possibile raggiungere un buon compromesso agendo sul regolatore di sensibilità, può essere consigliabile inserire un attenuatore in serie all'antenna che fornisce il segnale più forte. Esso sarà realizzato come indicato in figura 6.

Le varie condizioni di attenuazione, in funzione dell'intensità del segnale ricevuto, saranno scelte fra le seguenti:

attenuazione	R_1	R_2
10 : 1	120	62
5 : 1	100	120
3 : 1	75	240
2 : 1	47	390

7. - TARATURA APPROSSIMATA DEL SUONO

Durante le operazioni di controllo di un televisore a casa del cliente può essere necessario effettuare la taratura del suono. Mentre per la messa a punto dei circuiti a frequenza video e dei gruppi RF è indispensabile ricorrere all'uso dei soliti strumenti, per quanto concerne i circuiti del suono un buon tecnico può effettuare una taratura abbastanza corretta valendosi del monoscopio e della nota fissa irradiata dalle stazioni televisive, come prova. In tal caso si agirà nel seguente modo.

a) Regolare la sintonia in modo da ottenere la migliore immagine. Portare il contrasto ad un valore basso in modo da ottenere una immagine sbiadita, che però rimanga sempre sincronizzata.

Regolare i nuclei delle bobine a radio frequenza, con il seguente ordine di successione.

b) L_{201} in modo da ottenere la massima ampiezza del suono all'altoparlante. Tale controllo si esegue in modo migliore collegando un voltmetro per tensione continua (ad elevata resistenza interna e cioè 20.000 Ω/V) ai capi del condensatore C_{211}.

c) L_{202} sempre per il massimo suono in uscita.

d) L_{203} dovrà essere regolata per il minimo ronzio in uscita. La nota dovrà essere udibile pura e senza distorsioni.

e) L_{112} si regolerà per la minima interferenza del suono a 5,5 MHz sull'immagine. Tale interferenza non deve confondersi con le barre provocate dal suono sull'immagine. La regolazione dovrà essere eseguita mantenendo il contrasto piuttosto forte ed osservando attentamente le zone grige del monoscopio sulle quali è più facile distinguere l'interferenza, che dovrà essere ridotta al minimo.

Fig. 3

Fig. 5

Fig. 6

8. - DISPOSIZIONE COMANDI

TTV 26M/19" - *COMANDI FRONTALI*: La tastiera dispone di tre tasti che, da sinistra a destra hanno le seguenti funzioni: *a*) Ricezione VHF; *b*) Ricezione UHF; *c*) Regolatore di tono.

Le quattro manopole, sempre da sinistra a destra, hanno lo scopo di: *a*) Accendere e spegnere il televisore e regolare il suono; *b*) Regolare la sintonia VHF; *c*) Regolare il contrasto; *b*) Regolare la luminosità.

TTV 26/M23" *COMANDI FRONTALI*: La tastiera dispone di 6 tasti che, da sinistra a destra hanno le seguenti funzioni: *a*) Ricezione VHF; *b*) Ricezione UHF; *c*) Accensione e spegnimento del televisore; *d*) Regolare il tono; *e*) Regolare il tono; *f*) Regolare il tono.

Le quattro manopole, da sinistra a destra, servono a: *a*) Regolare il suono; *b*) Regolare la sintonia VHF; *c*) Regolare il contrasto; *d*) Regolare la luminosità.

COMANDI LATERALI: Per ambedue i modelli sul fianco destro si trovano il commutatore di canali VHF ed il comando di sintonia UHF.

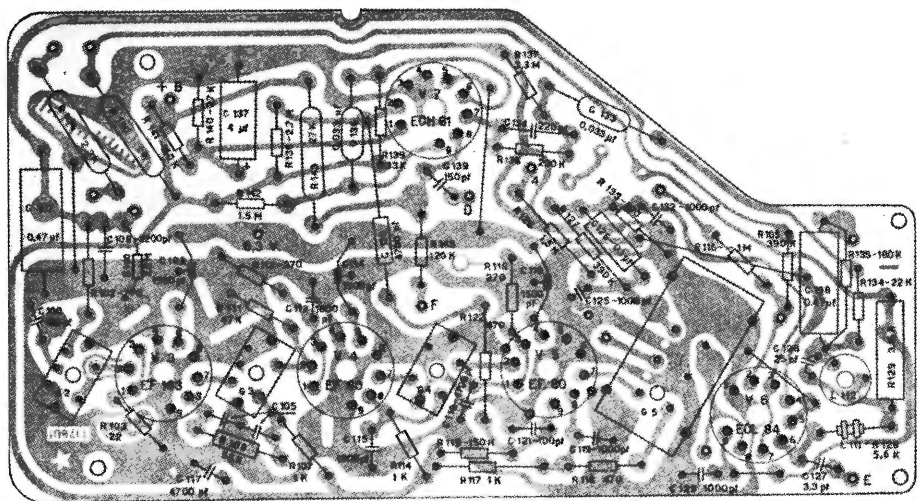



Fig. 7

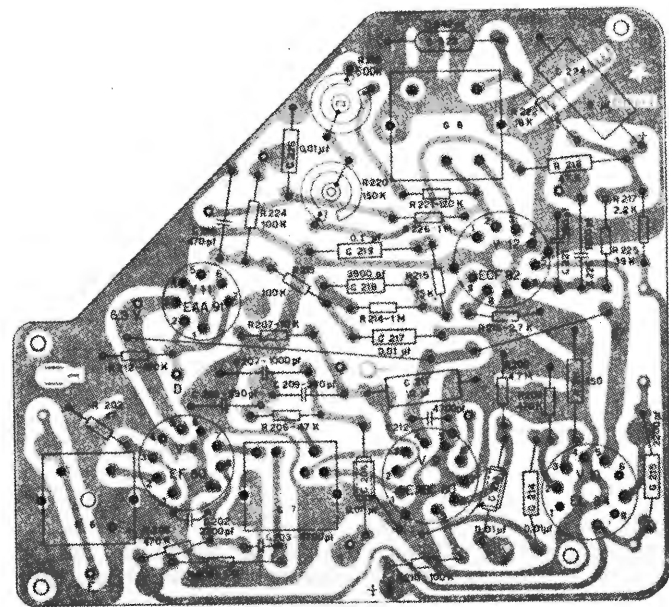



Fig. 8

COMPONENTI VARI

Tipo	Descrizione
A1	Altoparlante (19")
A1+A2	Altoparlante (23")
F1	Fusibile
G1	Gruppo VHF
G2	Compl. I MF
G3	Compl. II MF
G4	Compl. III MF
G5	Compl. riv. video
G6	Compl. I MF suono
G7	Compl. riv. rapporto
G8	Compl. oscill. orizz.
G01	Convertitore UHF
L2	Compl. bobina canali
L4	(specificare canale)
L5	
L111	Bobina comp. video + R_{128}
L112	Trappola 5,5 MHz
L401	Bobina RF

Tipo	Descrizione
L402	Compl. lin. orizz.
L403	Impedenza di filtro
L404	Impedenza di filtro
T1	Trasf. alimentazione
T2	Trasf. uscita (19")
	Trasf. uscita (23")
T3	Trasf. oscill. verticale
T4	Trasf. uscita verticale
T5	Trasf. EAT
T6	Giogo deflessione (19")
	Giogo deflessione (23")
U1	Circuito stampato MF
U2	Circuito stampato audio, orizzontale
X1	Diodo sintonia
X2	Diodo rivelatore
X3	Diodo al silicio
X4	Diodo al silicio

R	Resistenze
R_{1}	Res. 0,25 W 150 Ω ± 10 %
R_{2}	Res. 0,125 W 22 kΩ ± 20 %
R_{3}	Res. 0,125 W 6,8 kΩ ± 10 %
R_{4}	Res. 0,125 W 6,8 kΩ ± 10 %
R_{5}	Res. 0,125 W 10 kΩ ± 10 %
R_{6}	Res. 0,5 W 330 kΩ ± 10 %
R_{7}	Res. 0,5 W 330 kΩ ± 10 %
R_{8}	Res. 0,125 W 220 kΩ ± 20 %
R_{9}	Res. 1 W 1 kΩ ± 20 %
R_{10}	Res. 1 W 47 kΩ ± 10 %
R_{11}	Res. 1 W 5,6 kΩ ± 10 %
R_{12}	Res. 0,125 W 22 kΩ ± 20 %
R_{13}	Res. 2 W 10 kΩ ± 10 %
R_{14}	Res. 0,125 W 10 kΩ ± 10 %
R_{15}	Res. 0,5 W 2,2 kΩ ± 20 %
R_{16}	Pot. sint. 50 kΩ logar
R_{17}	Pot. sens. 5 MΩ lin.
R_{18}	Res. 0,125 W 4,3 kΩ ± 10 %
R_{19}	Res. 0,5 W 2,7 MΩ ± 20 %
R_{01}	Res. 0,25 W 120 Ω ± 10 %
R_{02}	Res. 0,125 W 200 Ω ± 10 %
R_{03}	Res. 1 W 2,7 kΩ ± 10 %
R_{04}	Res. 0,25 W 15 Ω ± 10 %
R_{110}	Res. 0,5 W 2,2 MΩ ± 10 %
R_{101}	Res. 0,125 W 22 kΩ ± 10 %
R_{102}	Res. 0,25 W 270 Ω ± 20 %
R_{103}	Res. 0,25 W 22 Ω ± 10 %
R_{104}	Res. 2 W 2,2 kΩ ± 10 %
R_{105}	Res. 0,33 W 390 kΩ ± 10 %
R_{106}	Res. 0,5 W 1 MΩ ± 20 %
R_{107}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{108}	Res. 1 W 56 kΩ ± 20 %
R_{109}	Res. 0,125 W 47 kΩ ± 10 %
R_{111}	Res. 0,25 W 47 kΩ ± 10 %
R_{112}	Res. 0,25 W 270 Ω ± 10 %
R_{114}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{115}	Res. 0,125 W 22 kΩ ± 10 %
R_{116}	Res. 0,25 W 270 Ω ± 10 %
R_{117}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{118}	Res. 0,25 W 470 Ω ± 20 %
R_{119}	Res. 0,5 W 150 kΩ ± 20 %
R_{121}	Res. 0,125 W 10 kΩ ± 10 %
R_{122}	Res. 0,25 W 470 Ω ± 20 %
R_{125}	Res. 0,125 W 3,3 kΩ ± 10 %
R_{126}	Res. 0,5 W 1,5 MΩ ± 10 %
R_{127}	Res. 0,33 W 390 kΩ ± 10 %
R_{128}	Res. 0,5 W 5,6 kΩ ± 20 %
R_{129}	Res. 4 W 3,15 kΩ ± 5 %
R_{130}	Res. 2 W 1 kΩ ± 10 %
R_{133}	Res. 0,5 W 220 Ω ± 10 %
R_{134}	Res. 0,5 W 22 kΩ ± 20 %
R_{135}	Res. 0,5 W 180 kΩ ± 20 %
R_{136}	Res. 0,5 W 220 kΩ ± 20 %
R_{137}	Res. 0,5 W 3,3 MΩ ± 20 %
R_{138}	Res. 0,5 W 2,7 MΩ ± 10 %
R_{139}	Res. 0,25 W 33 kΩ ± 10 %
R_{140}	Res. 0,25 W 27 kΩ ± 10 %
R_{141}	Res. 0,5 W 150 kΩ ± 10 %
R_{142}	Res. 0,5 W 1,5 MΩ ± 20 %
R_{143}	Res. 2 W 27 kΩ ± 10 %
R_{145}	Res. 0,5 W 120 kΩ ± 20 %
R_{201}	Res. 0,125 W 100 kΩ ± 20 %
R_{202}	Res. 0,25 W 47 Ω ± 10 %
R_{203}	Res. 0,5 W 470 kΩ ± 20 %
R_{204}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{205}	Res. 0,125 W 100 Ω ± 10 %
R_{206}	Res. 0,25 W 47 kΩ ± 10 %

R	Resistenze
R_{207}	Res. 0,5 W 10 kΩ ± 20 %
R_{208}	Res. 0,5 W 4,7 MΩ ± 20 %
R_{209}	Res. 0,5 W 470 kΩ ± 20 %
R_{210}	Res. 0,5 W 100 kΩ ± 20 %
R_{211}	Res. 1 W 150 Ω ± 10 %
R_{212}	Res. 0,5 W 470 kΩ ± 10 %
R_{213}	Res. 0,5 W 100 kΩ ± 20 %
R_{214}	Res. 0,5 W 1 MΩ ± 20 %
R_{215}	Res. 0,25 W 15 kΩ ± 10 %
R_{216}	Res. 0,25 W 2,7 kΩ ± 10 %
R_{217}	Res. 0,5 W 2,2 kΩ ± 20 %
R_{218}	Res. 1 W 47 kΩ ± 10 %
R_{219}	Regol. ten. orizz. 590 kΩ
R_{220}	Pot. ten. orizz. 15 kΩ
R_{221}	Res. 0,33 W 120 kΩ ± 10 %
R_{222}	Res. 0,5 W 10 kΩ ± 20 %
R_{223}	Res. 0,5 W 12 kΩ ± 10 %
R_{224}	Res. 0,5 W 100 kΩ ± 10 %
R_{225}	Res. 0,33 W 39 kΩ ± 10 %
R_{226}	Res. 0,5 W 1 MΩ ± 10 %
R_{403}	Pot. contr. 2 MΩ lin.
R_{403}	Pot. doppio 2 MΩ lin.
R_{406}	Resistenza VDR
R_{407}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{408}	Res. 0,25 W 390 kΩ ± 10 %
R_{409}	Res. 0,5 W 1 MΩ ± 10 %
R_{410}	Res. 0,5 W 2,2 MΩ ± 10 %
R_{411}	Res. 0,5 W 1 MΩ ± 10 %
R_{012}	Reg. amp. orizz. 0,5 MΩ lin.
R_{413}	Res. 1 W 2,7 kΩ ± 10 %
R_{414}	Res. 1 W 2,2 kΩ ± 20 %
R_{415}	Res. 1 W 1,5 kΩ ± 20 %
R_{416}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{417}	Res. 0,5 W 15 kΩ ± 10 %
R_{418}	Res. 0,5 W 1,2 MΩ ± 20 %
R_{419}	Res. 0,5 W 130 kΩ ± 10 %
R_{421}	Res. 0,5 W 560 kΩ ± 10 % per TTV 26M/19 Res. 0,5 W 430 kΩ ± 10 % per TTV 26M/23
R_{422}	Pot. lum. 0,25 MΩ lin.
R_{423}	Res. 0,5 W 56 kΩ ± 10 %
R_{424}	Res. 0,25 W 150 kΩ ± 10 %
R_{425}	Pot. ten. vert. 0,25 MΩ lin.
R_{426}	Res. 0,5 W 3,3 kΩ ± 10 %
R_{427}	Reg. amp. vert. 3 MΩ lin.
R_{428}	Res. 0,5 W 100 kΩ ± 10 %
R_{429}	Res. 0,5 W 100 kΩ ± 10 %
R_{430}	Res. 0,5 W 2,2 MΩ ± 10 % solo per TTV 26M/23
R_{431}	Res. 1 W 220 kΩ ± 10 %
R_{432}	Reg. lin. vert. 0,15 MΩ lin.
R_{433}	Res. 0,5 W 10 kΩ ± 20 %
R_{434}	Res. 0,33 W 150 kΩ ± 10 %
R_{435}	Reg. lin. vert. 1 MΩ logar.
R_{436}	Res. 1 W 470 Ω ± 10 %
R_{437}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 10 %
R_{438}	Res. 1 W 330 Ω ± 20 %
R_{439}	Resistenza VDR
R_{440}	Res. 0,5 W 1 kΩ ± 20 %
R_{441}	Termist. (compreso nel giogo
R_{442}	Res. 10 W 10 Ω ± 10 %
R_{444}	Res. 2 W 1,8 kΩ ± 20 %
R_{445}	Res. 2 W 1,8 kΩ ± 20 %
R_{446}	Pot. vol. c/presa 1 MΩ logar. per TTV 26M/23 Pot. vol. c/presa + int. 1 MΩ logar. per TTV 26M/19
R_{447}	Res. 0,5 W 33 kΩ ± 20 %

C		Capacità
C_1	Cond. cer.	220 pF ± 10 %
C_2	Cond. cer.	220 pF ± 10 %
C_3	Cond. cer.	220 pF ± 20 %
C_4	Cond. cer.	10 pF ± 10 %
C_5	Cond. cer.	1000 pF ± 100 —25 %
C_6	Cond. cer.	2,2 pF ± 0,25 pF
C_7	Cond. pass.	1000 pF + 100 —25 %
C_8	Cond. pass.	1000 pF + 100 —25 %
C_9	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{11}	Cond. cer.	10 pF ± 10 %
C_{12}	Cond. cer.	3,3 pF ± 0,25 pF
C_{13}	Cond. cer.	3,3 pF ± 0,25 pF
C_{14}	Cond. cer.	2,2 pF ± 0,25 pF
C_{15}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{16}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —25 %
C_{18}	Cond. cer.	10 pF ± 5 %
C_{19}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{21}	Cond. cer.	2,2 pF ± 0,25 pF
C_{22}	Cond. cer.	2,2 pF ± 0,25 pF
C_{24}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{25}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{27}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —25 %
C_{28}	Cond. mylar	0,47 μF 125 VI
C_{01}	Cond. cer.	220 pF ± 10 %
C_{02}	Cond. cer.	220 pF ± 10 %
C_{03}	Cond. pass.	250 pF + 100 —25 %
C_{04}	Cond. cer.	10 pF ± 10 %
C_{05}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{06}	Cond. cer.	3,3 pF ± 0,25 pF
C_{07}	Cond. trimmer	0,5 ÷ 4 pF
C_{08}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{09}	Cond. cer.	2,5 pF ± 0,25 pF
C_{011}	Cond. trimmer	0,5 ÷ 4 pF
C_{012}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{013}	Cond. trimmer	0,5 ÷ 4 pF
C_{014}	Cond. cer.	1 pF ± 0,25 pF
C_{015}	Cond. pass.	250 pF + 100 —25 %
C_{016}	Cond. trimmer	(compreso nel cablaggio)
C_{018}	Cond. pass.	10 pF ± 0,5 pF
C_{019}	Cond. cer.	3 pF ± 0,25 pF
C_{021}	Cond. trimmer	(compreso nella scatola)
C_{023}	Cond. pass.	1000 pF + 100 —20 %
C_{024}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{025}	Cond. pass.	51 pF ± 10 %
C_{100}	Cond. cer.	100 pF ± 10 %
C_{101}	Cond. cer.	470 pF ± 20 %
C_{102}	Cond. cer.	10 pF ± 10 %
C_{103}	Cond. cer.	1500 pF + 50 —20 %
C_{105}	Cond. cer.	2 × 1500 pF + 50 —20 %
C_{107}	Cond. mylar	0,47 μF 125 VI
C_{108}	Cond. cer.	2200 pF + 100 —25 %
C_{109}	Cond. cer.	10 pF ± 10 %
C_{112}	Cond. cer.	2200 pF + 80 —20 %
C_{114}	Cond. cer.	1500 pF + 50 —20 %
C_{115}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{116}	Cond. cer.	4700 pF + 100 —25 %
C_{117}	Cond. cer.	4700 pF + 100 —20 %
C_{118}	Cond. cer.	1500 pF + 50 —20 %
C_{119}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{121}	Cond. cer.	100 pF + 20 %
C_{122}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{124}	Cond. cer.	8,2 pF ± 10 %
C_{125}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —25 %
C_{126}	Cond. mylar	0,1 μF 125 VI
C_{127}	Cond. cer.	3,3 pF ± 0,5 pF
C_{128}	Cond. cer.	25 pF + 5 %
C_{129}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{132}	Cond. cer.	1000 pF + 100 —20 %
C_{133}	Cond. carta	0,033 μF 400 VI
C_{134}	Cond. cer.	220 pF ± 20 %
C_{135}	Cond. carta	4700 pF 400 VI
C_{136}	Cond. carta	0,033 μF 400 VI
C_{137}	Cond. elettr.	4 μF 50 VI

C		Capacità
C_{138}	Cond. mylar	0,47 μF 125 VI
C_{139}	Cond. cer.	150 pF ± 20 %
C_{201}	Cond. cer.	4,7 pF ± 0,5 pF
C_{202}	Cond. cer.	2200 pF + 100 —20 %
C_{203}	Cond. cer.	4700 pF + 100 —20 %
C_{204}	Cond. cer.	20 pF ± 5 %
C_{205}	Cond. styr.	200 pF 500 VI ± 5 %
C_{206}	Cond. mylar	0,01 μF 125 VI
C_{207}	Cond. carta	1000 pF 125 VI
C_{208}	Cond. styr.	390 pF 125 ± 20 %
C_{209}	Cond. styr.	390 pF 125 ± 20 %
C_{211}	Cond. elettr.	10 μF 25 VI
C_{212}	Cond. cer.	4700 pF + 100 —25 %
C_{213}	Cond. sch.	0,01 μF 125 Vc
C_{214}	Cond. mylar	0,01 μF 400 VI
C_{215}	Cond. mylar	2200 pF 400 VI
C_{216}	Cond. styr.	470 pF 500 VI
C_{217}	Cond. carta	0,01 μF 125 VI
C_{218}	Cond. styr.	3900 pF 125 VI ± 5 %
C_{219}	Cond. mylar	0,1 μF 125 VI
C_{221}	Cond. styr.	390 pF 500 VI ± 5 %
C_{222}	Cond. mylar	0,047 μF 400 VI
C_{223}	Cond. styr.	390 pF 500 VI ± 5 %
C_{224}	Cond. elett.	8 μF 300 VI
C_{225}	Cond. styr.	1200 pF 500 VI ± 10 %
C_{226}	Cond. mylar	0,01 μF 125 VI
C_{401}	Cond. elett.	50 μF 300 VI
C_{402}	Cond. carta	0,1 μF 250 VI
C_{403}	Cond. carta	0,1 μF 400 VI
C_{404}	Cond. carta	0,1 μF 630 VI
C_{405}	Cond. cer.	2000 VI 100 pF ± 20 %
C_{406}	Cond. cer. 3500 VI	120 pF / 82 pF / 100 pF / 68 pF
C_{407}	Cond. cer. 3500 VI	120 pF / 82 pF / 100 pF / 68 pF
C_{408}	Cond. carta	3300 pF 1000 VI
C_{409}	Cond. cer.	68 pF 2000 VI ± 10 %
C_{411}	Cond. styr.	56 pF 500 VI ± 10 % per TTV 26M/19
	Cond. styr.	75 pF 500 VI ± 10 % per TTV 26M/23
C_{412}	Cond. cer.	220 pF
C_{413}	Cond. styr.	2700 pF 250 VI ± 20 %
C_{414}	Cond. mylar	0,22 μF 400 VI ± 10 %
C_{415}	Cond. carta	0,1 μF 250 VI
C_{416}	Cond. carta	0,1 μF 250 VI
C_{417}	Cond. carta	4700 pF 1000 VI
C_{418}	Cond. elettr.	8 μF 300 VI
C_{419}	Cond. carta	2200 pF 250 VI
C_{421}	Cond. styr.	680 pF 500 VI ± 10 %
C_{422}	Cond. carta	0,022 μF 250 VI
C_{423}	Cond. carta	0,047 μF 400 VI
C_{424}	Cond. carta	0,022 μF 400 VI
C_{425}	Cond. carta	6800 pF 400 VI
C_{426}	Cond. carta	0,033 μF 400 VI
C_{427}	Cond. c. elett.	100 μF 25 VI
C_{428}	Cond. c. elett.	50 μF 300 VI
C_{429}	Cond. carta	0,1 μF 250 VI
C_{431}	Cond. elett.	150 μF 150 VI
C_{432}	Cond. elett.	150 μF 150 VI
C_{433}	Cond. cer.	2200 pF + 100 —20 %
C_{434}	Cond. elett.	50 μF 300 VI
C_{435}	Cond. elett.	50 μF 300 VI
C_{436}	Cond. elett.	50 μF 300 VI
C_{438}	Cond. scherm.	0,01 μF 250 VI
C_{439}	Cond. mylar	6800 pF 400 VI per TTV 26M/19
C_{441}	Cond. carta	6800 pF 400 VI per TTV 26M/23
C_{442}	Cond. carta	0,015 μF 250 VI per TTV 26M/23

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

Cassa acustica della Electric Melody

La cassa acustica 12-3-50 è un radiatore acustico realizzato per l'impiego con amplificatori normali e stereo ad Alta Fedeltà, aventi una potenza indistorta di circa 10-15 W.
La potenza massima per la quale la cassa 12-3-50 può funzionare senza apprezzabile distorsione è di 12 W.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Cassa completamente chiusa; dimensioni esterne: cm. 58×37×32; volume interno: circa 50 lt.; potenza elettrica: 12 W nominali, 15 W massimi; circuito: a tre canali; altoparlanti: I-M.200.25.C./Fx/W.; I-M.127.20.B./Fx/MR.; I-M.80.14./TW.; pressione misurata in camera acustica a 1 mt. dal centro della cassa: 86,5 dB a 1.000 Hz con 0,5 VA sulla bobina mobile; campo di frequenza: 40-18.000 Hz; Filtro cross-over con 12 dB/ott. avente le frequenze di incrocio di 1000-6000 Hz.

Fig. 3

2. - MATERIALE E COSTRUZIONE DELLA CASSA

Le dimensioni della cassa possono essere variate di poco per esigenze estetiche senza diminuire sensibilmente il volume interno e senza alterare in modo apprezzabile i rapporti tra le lunghezze degli spigoli.
Materiale da usare: legno truciolato compatto da 20 mm. di spessore. Unico lato asportabile è quello posteriore (coperchio), che verrà fissato alla cassa con almeno 10 viti a legno da 5×40 mm.

Tutte le giunzioni degli spigoli sono fatte con incastro a battuta e sono fissate con chiodi e colla vinilica: ogni spigolo di giunzione ha un angolare interno di rinforzo, per tutta la sua lunghezza, incollato e chiodato.
La colla nelle giunzioni deve essere data in misura abbondante per non lasciare vuoti tra le superfici accoppiate.
Tutte le pareti debbono avere internamente delle strisce o delle crociere incollate, allo scopo di rinforzare le pareti stesse. Lo stesso vale in modo particolare per il coperchio.
A montaggio e collegamenti ultimati, tutte le pareti interne della cassa, ad eccezione di quella frontale che porta gli altoparlanti, debbono essere ricoperte da lana di vetro o di roccia sotto forma di pannelli dello spessore di almeno 4 centimetri. Il fissaggio di questi pannelli può essere fatto con chiodini, o punti di colla.
Il coperchio della cassa deve risultare incassato e per tutto il suo perimetro deve appoggiare su un listello di legno duro di adeguato spessore: su questo faranno presa le viti di fissaggio.

3. - FINITURA ESTERNA

La parte anteriore della cassa deve essere ricoperta con un tessuto in plastica a maglie rade, avente disegno adeguato alle esigenze dell'utente.
Poichè le caratteristiche di questo tessuto sono importanti agli effetti del funzionamento, si consiglia, a titolo di orientamento, l'impiego del tessuto U-430 della G.B.C. - Milano.

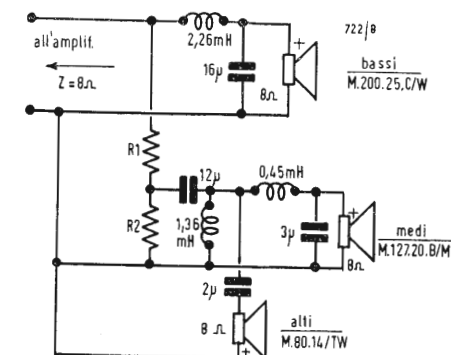
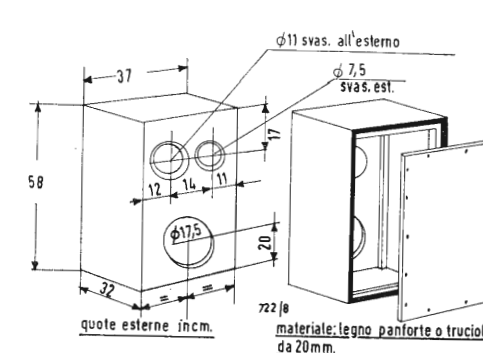



Fig. 1

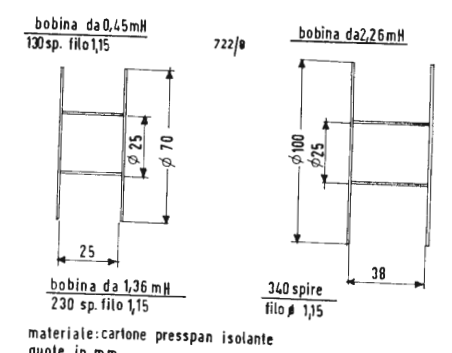
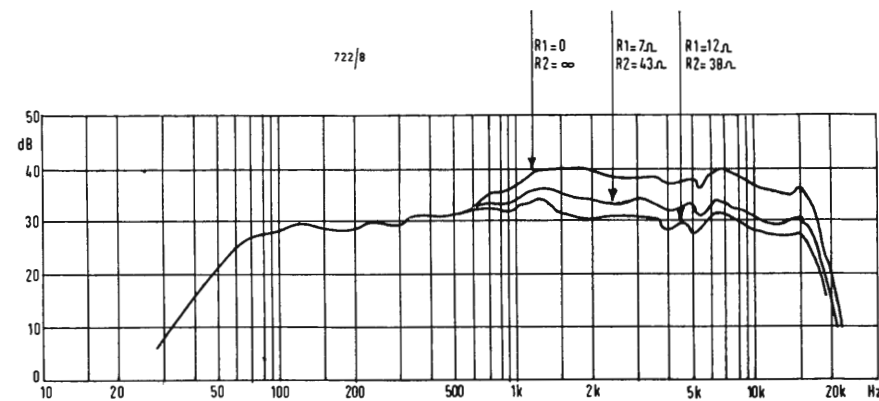



Fig. 2

Fig. 4 - Caratteristica di risposta dello schema di figura 3.

Il tessuto deve essere incollato sul legno per tutta la sua superficie e deve risultare ben teso in corrispondenza delle aperture degli altoparlanti.
La colla da usare è quella normalmente impiegata dai calzolai per l'incollaggio del cuoio e della pelle (ad esempio Helmitex-Activ o Bostic equivalente).
Le altre facce esterne della cassa possono essere impiallacciate e lucidate a piacere. Una cornicetta in legno, a contorno della faccia anteriore della cassa, completa la finitura esterna ricoprendo lo spigolo ove termina il tessuto incollato.

4. - REGOLAZIONI

Lo schema elettrico di fig. 3 mostra la realizzazione più semplice del circuito e con essa si possono realizzare tre condizioni tipiche, caratterizzate da un diverso andamento della curva di risposta nel campo di frequenze oltre 1.000 Hz.

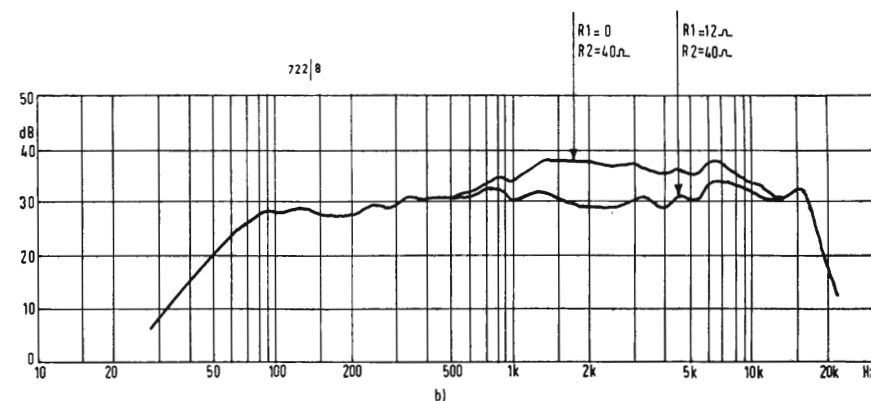
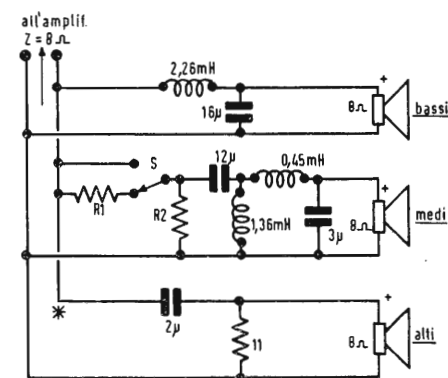
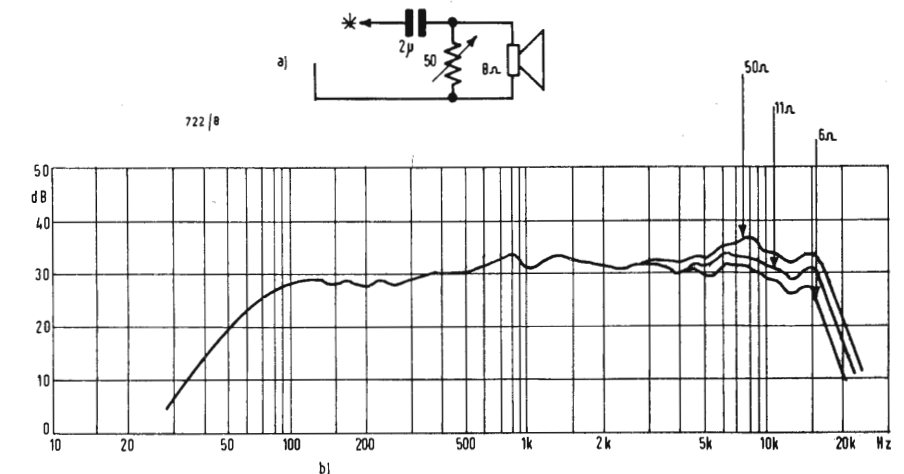



Fig. 5

Fig. 6

La curva più bassa è quella corrispondente alle condizioni di massima linearità del sistema riproduttore.
Poichè in qualche caso si rende necessario introdurre delle regolazioni per adattare il riproduttore a particolari esigenze o per compensare le attenuazioni del locale in cui esso viene installato, nella fig. 5 vengono indicate le modifiche da apportare allo schema elettrico per applicare le regolazioni nel campo delle frequenze medie e alte.
Lo schema di fig. 5a prevede un regolatore a due posizioni che agisce sull'«*Effetto presenza*» della riproduzione; *S* è un deviatore a una via, che deve essere montato in modo da risultare manovrabile dall'esterno della cassa.
Lo schema di fig. 6a prevede un regolatore continuo per la attenuazione del livello del tweeter. Lo schema è limitato al solo canale del tweeter ed esso può essere adottato in aggiunta al regolatore dell' «*Effetto presenza*». *A*

Costituito il C.E.M.A.C.

Le Associazioni dei costruttori di Componenti Elettronici Attivi del Belgio, della Francia, della Germania, dell'Italia, dei Paesi Bassi e del Regno Unito hanno confermato nel gennaio 1967, a Monaco, la loro costituzione preliminare in un organismo collegiale formando un comitato europeo sotto la denominazione C.E.M.A.C. — Comitato delle Associazioni Europee dei Costruttori di Componenti Elettronici Attivi.
Scopo è favorire gli interessi comuni dei costruttori dei paesi europei, in particolare facilitando gli scambi con l'eliminazione di ogni ostacolo tecnico. Il primo obiettivo è di promuovere la compatibilità delle Norme, Organizzazioni e Procedure per componenti elettronici attivi in tutta Europa per arrivare a Norme Nazionali compatibili, che saranno reciprocamente riconosciute in tutti i paesi Europei e diventeranno, tramite la I.E.C., Norme mondiali.
Le Norme e le Procedure che vengono stabilite operano a favore di tutti gli utilizzatori di componenti elettronici attivi ed hanno lo scopo di ridurre la varietà di norme oggi esistenti, di migliorare la garanzia di qualità e di aiutare il lavoro dei Comitati Nazionali della I.E.C.
Il C.E.M.A.C. è molto simile al C.E.P.E.C. — Comitato delle Associazioni Europee dei Costruttori di Componenti Elettronici Passivi, e un collegamento è stato organizzato per assicurare una stretta collaborazione su argomenti di interesse comune.
Le Associazioni partecipanti sono: FABRIMETAL (Belgio), SITELESC (Francia), ZVEI (Germania), ANIE (Italia), FOEGIN (Paesi Bassi), VASCA (Regno Unito).
Presidente del C.E.M.A.C. è Mr. P. H. Spagnoletti, del VASCA, Vice Presidente è M. F. Dumat del SITELESC, Segretario del C.E.M.A.C. è Mr. P. A. Fleming, Segretario tecnico del VASCA, Mappin House 156-162 Oxford Street, London W. 1.

dott. ing. M. Ventura - dott. ing. A. Resta

Principi di acustica e loro applicazioni nelle sale di ascolto

1. - INTRODUZIONE

Le proprietà acustiche di un locale hanno una influenza fondamentale nella riproduzione della musica e della parola. Quando una radio, un violino, un qualsiasi strumento musicale è posto in un ambiente, l'ambiente stesso è in effetti una parte dello strumento; cioè lo strumento è accoppiato alla sala e ne eccita le frequenze proprie. Qualsiasi strumento quindi, anche se ottimo, non potrà dare risultati soddisfacenti in una sala che non abbia una buona acustica.

In altri termini il locale d'ascolto è una maglia della catena di riproduzione ad alta fedeltà, e le sue proprietà acustiche hanno un'importanza quanto quella dell'altoparlante o dell'amplificatore.

2. - PROPRIETA' ACUSTICHE DI UN LOCALE DI ASCOLTO

Le proprietà acustiche di un ambiente (in particolare tempo di riverberazione e risonanza) dipendono dalla grandezza e dalla forma della sala, nonchè dalla natura delle superfici presenti in essa.

3. - OSCILLAZIONI NATURALI DI UN AMBIENTE CHIUSO

In condizione di regime l'energia sonora riflessa da una parete dopo una o più riflessioni successive può tornare a battere sulla prima parete. Se il cammino totale percorso dall'energia sonora tra due urti successivi sulla stessa parete è multiplo intero di una lunghezza d'onda, in un punto qualsiasi della parete i contributi di energia relativi ad ogni singola riflessione arrivano tutti con la stessa fase e quindi si verifica un fenomeno di risonanza detto fenomeno delle onde stazionarie.

Per semplificare il problema supponiamo di avere un ambiente con due pareti piane parallele a distanza $L = \lambda/2$ dove λ è la lunghezza di onda del suono considerato; supponiamo che le due pareti siano perfettamente rigide e riflettenti e che il suono cada perpendicolarmente su una delle pareti. In queste condizioni l'energia incidente sulla parete uno viene riflessa, colpirà la parete due e tornerà a battere sulla parete uno dopo aver percorso un cammino $2L = \lambda$, cioè esattamente di una lunghezza d'onda. Siccome abbiamo supposto le pareti perfettamente rigide, la velocità di oscillazione delle particelle d'aria della superficie delle pareti dovrà essere sempre nulla, mentre la pressione assumerà un valore pari al doppio della pressione che competerebbe all'onda sonora se non ci fosse la parete (somma aritmetica dell'onda incidente e dell'onda riflessa), cioè sulla superficie delle pareti si avrà sempre un nodo di velocità ed un ventre di pressione. A distanza $\lambda/4$ dalle pareti si avrà sempre un ventre di velocità ed un nodo di pressione; a distanza $\lambda/2$ dalle pareti si avrà di nuovo un nodo di velocità e un ventre di pressione.

Il fenomeno può essere sintetizzato dicendo che in ogni punto di questo particolare percorso dell'energia la pressione acustica varia nel tempo con legge sinusoidale, ma il valore dell'ampiezza massima dipende dalla distanza del punto considerato dalla parete e viene raggiunto nello stesso istante in tutti i punti del percorso.

Se le pareti non sono perfettamente rigide l'onda incidente e l'onda riflessa sulla superficie della parete non saranno in genere esattamente in fase, nè avranno la stessa ampiezza ma lo sfasamento delle due onde sarà indipendente dal tempo e dipenderà solo dalle caratteristiche superficiali delle pareti, sulla superficie delle pareti può non esserci un ventre di pressione; in un ventre di velocità la pressione in genere non sarà nulla; il rapporto tra il valore della pressione in un nodo e quella in un ventre non sarà nullo ma assumerà un valore finito e minore di 1, che dipende dall'assorbimento delle pareti e tenderà all'unità per l'assorbimento infinito.

Conseguenze del fenomeno delle oscillazioni naturali nell'acustica di un ambiente sono: tendenza dell'energia a seguire dei percorsi particolari e quindi disuniformità della densità di energia nell'ambiente; disuniformità della pressione e quindi dell'intensità sonora con possibilità di avere valori quasi nulli in corrispondenza dei nodi; esaltazioni di alcune frequenze rispetto alle altre e quindi risposte in frequenza non uniforme.

Le frequenze proprie di un ambiente sono molteplici. È chiaro che se il numero delle frequenze proprie fosse molto grande ed uniformemente distribuito in tutto il campo delle frequenze la maggior parte degli effetti negativi delle onde stazionarie verrebbero eliminati.

La teoria ci consente di calcolare in modo abbastanza semplice le frequenze proprie di un ambiente a forma di parallelepipedo e l'addensamento di queste frequenze proprie nelle varie zone di frequenza.

Le frequenze proprie di un ambiente di forma rettangolare di dimensione x, y, z, sono date dalla formula

$$f_r = \frac{C}{2}\sqrt{\left(\frac{r}{x}\right)^2 + \left(\frac{s}{y}\right)^2 + \left(\frac{t}{z}\right)^2}$$

dover r, s, t, sono numeri interi da 0 ad ∞ e C è la velocità di propagazione del suono nell'aria.

Il numero delle frequenze proprie comprese in un intervallo di frequenze $0,f$ è dato in prima approssimazione dalla formula

$$Q = \frac{4\pi\ V}{3}\left(\frac{f}{C}\right)^3 \qquad (1)$$

dove V è il volume espresso in m^3; quindi la densità delle frequenze proprie in un intervallo f varia con il quadrato della frequenza

$$y = \frac{\Delta Q}{\Delta f} = \left(\frac{4\pi\ V}{C^3}\right) f^2$$

Ne deriva che le influenze negative delle frequenze proprie si faranno sentire maggiormente quanto più piccolo è il volume e quanto più bassa è la frequenza.

L'effetto dei modi di risonanza sulla curva di risposta di un ipotetico altoparlante è mostrato in fig. 1. La linea tratteggiata si riferisce alla curva di risposta dell'altoparlante in aria libera, mentre la linea unita alla curva di risposta dello stesso altoparlante posto in una stanza.

Dalla formula (1), con un ambiente di dimensioni x, y, z, supponendo x come dimensione maggiore, il modo a frequenza più bassa è il modo (1, 0, 0); la relativa frequenza è data da:

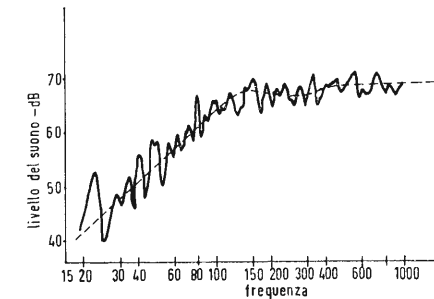



Fig. 1 - Curva di risposta di un altoparlante in una stanza (linea unita). La linea tratteggiata indica la curva di risposta dello stesso altoparlante in aria libera.

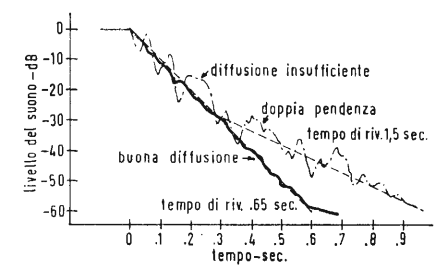



Fig. 2 - Tipi di decadimento del suono in ambienti diversi. Una buona diffusione del suono dà luogo ad un piatto ed uniforme decadimento del suono (linea unita). La linea a tratti e punti si riferisce ad una insufficiente diffusione del suono.

TABELLA I

	Alt.	Larg.	Lung.
Sale piccole	1	1,25	1,6
Sale medie	1	1,6	2,5
Sale grandi	1	1,25	3,2

$$f_{\cdot 1,00\cdot} = \frac{C}{2}\sqrt{\left(\frac{1}{x}\right)^2} = \frac{C}{2x} = \frac{342}{2x} = \frac{171}{x}$$

Per avere la prima frequenza di risonanza di 30 Hz x deve essere uguale a 5,60 m.

È evidente d'altra parte che le altre dimensioni dell'ambiente debbono essere scelte in maniera da avere la più uniforme distribuzione di frequenze di risonanza su tutta la gamma udibile. Un ambiente di forma cubica ha per esempio i modi 100, 010, 001, alla stessa frequenza, ed in generale 3 modi a frequenze coincidenti.

Volkman (1) ha proposto i rapporti migliori che debbono esserci fra le dimensioni dell'ambiente per avere uno spettro di frequenze di risonanza abbastanza uniformi. (Tabella I).

Se poi si passa da un ambiente a forma di parallelepipedo ad un ambiente con pareti non parallele il numero di frequenze di risonanza aumenta; si ha perciò una più uniforme distribuzione dello spettro e una minore colorazione della musica.

Altro provvedimento da prendere è quello di mettere dei mobili nell'ambiente che rompendo la continuità delle pareti aumentano il numero delle risonanze e ne smorzano i picchi. Talvolta è sufficiente lasciare aperta una porta o una finestra; si attenuano così i picchi di risonanza, smorzandoli per irraggiamento verso l'esterno.

4. - POSIZIONE DEI RADIATORI ACUSTICI E DEGLI ASCOLTATORI

Con le nozioni di acustica ondulatoria del paragrafo precedente risulta che la posizione del radiatore acustico ha importanza per quanto riguarda la possibilità di eccitare le varie frequenze di risonanza. Un radiatore posto in uno degli angoli della stanza ne eccita tutte le frequenze di risonanza e quindi si spiega il favore incontrato dai radiatori d'angolo.

Un altro modo di vedere lo stesso fenomeno fisico è quello dell'acustica geometrica e della teoria della riflessione.

Un altoparlante posto in angolo ha tre altoparlanti immagini (sorgenti virtuali) e quindi irradia per le frequenze alle quali non è direttivo (bassa frequenza) un livello circa 12 dB più alto che in campo libero (sull'asse ed ad una certa distanza).

Naturalmente per ottenere una buona curva di risposta è importante la posizione dell'ascoltatore. Ora dato che l'orecchio è essenzialmente un trasduttore sensibile alla pressione, è utile che l'ascoltatore sia in un angolo della stanza ove sono tutti i ventri di pressione.

Concludendo, una sala d'ascolto si può considerare un quadripolo che ha una curva di risposta caratteristica per ogni coppia di punti (sorgente, ricevitore) e quindi un'accurata scelta di questi punti può notevolmente migliorare le condizioni d'ascolto.

5. - RISONANZE SPURIE

Mentre i modi naturali di vibrazione con un'opportuna scelta delle dimensioni e della forma dell'ambiente, della posizione del radiatore e dell'ascoltatore ed un trattamento della superficie possono avere un effetto positivo, senz'altro dannose sono le risonanze dovute ad oggetti con cattivo appoggio, pareti sottili, vetri, pannelli di porte. Durante certi passaggi musicali si possono constatare dei transitori anormali dovuti appunto a queste vibrazioni, ma in genere non si ha il tempo di localizzarne l'origine. È opportuno perciò alimentare l'amplificatore e quindi la sorgente con un generatore di bassa frequenza (regolando la potenza sonora ad

(1) Preferred Room Dimensions - Volkman - J.Acoust. Soc. Amer. - Vol. 13 - pag. 238 - 1942.

un livello alto), quindi esplorare tutta la gamma udibile (20-20.000 Hz).
Risulta così facile individuare l'origine delle frequenze spurie e rimuoverne la causa.

6. - ASSORBIMENTO DEL SUONO

Quando un'onda sonora incontra una parete, in parte viene riflessa, in parte viene assorbita e trasformata in calore, in parte viene trasmessa.
Il rapporto fra l'energia riflessa e quella incidente è chiamato coefficiente di assorbimento.
NOTA: In effetti di solito si considerano due coefficienti di assorbimento, quello per incidenza normale (misurabile con un tubo ad onde stazionarie) e quello per incidenza casuale (misurabile in camera riverberante). Quest'ultimo è quello di maggior interesse per l'acustica architettonica e quindi quello al quale ci si riferisce.
L'assorbimento del suono da parte delle superfici che ricoprono le pareti ha l'effetto di smorzare i picchi delle frequenze dei modi di risonanza ed abbassare il tempo di riverberazione.

7. - TEMPO DI RIVERBERAZIONE

Il tempo di riverberazione per un certo ambiente è definito come il tempo necessario affinchè, dopo che un'eccitazione sonora è terminata, il livello sonoro scenda di 60 dB rispetto al livello raggiunto in condizioni stazionarie.
La mancanza assoluta di riverberazione (ascolto all'aperto) dà luogo ad una riproduzione della musica se non sgradevole, certo del tutto innaturale.
La riverberazione rinforza il suono e dà maggior ampiezza e maggiore senso spaziale alla musica; al contrario un eccesso di riverberazione produce un accumularsi di suoni che devono essere distinti e quindi peggiora l'ascolto.
In altre parole esiste una condizione di ottimo. È vero che la musica viene di solito registrata in un ambiente con opportuno tempo di riverberazione, e quindi l'effetto di riverberazione è già presente sul disco o sul nastro, ma provenendo tutto il suono da una sola direzione (altoparlante) manca ancora l'effetto spaziale.
Naturalmente è necessario che il tempo di riverberazione abbia un valore piuttosto uniforme al variare della frequenza. Ancora più importante forse è che il suono riverberato sia sufficientemente diffuso, cioè che l'energia riverberante viaggi in tutte le direzioni.
In altri termini la curva di decadimento del suono deve avere un andamento logaritmico.
In fig. 2 sono mostrati diversi tipi di decadimento del suono in una stanza. Una buona diffusione del suono, ottenuta mediante una forma della stanza ed una applicazione appropriata del materiale assorbente, dà luogo ad un piatto ed uniforme decadimento del suono (linea unita). Una insufficiente diffusione produce un decadimento del livello sonoro non livellato e nel caso di materiale assorbente concentrato in un'unica area può dar luogo ad una doppia pendenza (curva a tratti e punti).

8. - CALCOLO DEL TEMPO DI RIVERBERAZIONE

Sfruttando l'approssimazione dell'acustica geometrica, sotto opportune ipotesi, si ottiene la formula trovata da Sabine sperimentalmente che dà il tempo di riverberazione

$$T_{60} = 0{,}16 \frac{V}{\alpha\, S}$$

V = volume dell'ambiente in m^3
S = superficie dell'ambiente in m^2
α = coefficiente di assorbimento medio dato da

$$\bar{\alpha} = \frac{\alpha_1 S_1 + \ldots + \alpha_n S_n}{S_{tot}}$$

dove
α_n = coefficiente di assorbimento della parete S_n
Avendo stabilito come tempo ottimo di riverberazione $T_{60} = 0{,}5$ dalla formula precedente si ottengono le unità assorbenti = αS
Calcolate così le unità assorbenti che dovranno essere presenti nella sala per avere il tempo di riverberazione richiesto, si studiano tutte le superfici presenti nella sala, il loro coefficiente di assorbimento e quindi le unità assorbenti effettivamente presenti.
Dalla differenza tra le unità assorbenti richieste e quelle presenti si ottengono le unità assorbenti eventualmente da aggiungere.
Si sceglie a questo punto un materiale assorbente in armonia con l'estetica dell'ambiente e noto il suo coefficiente di assorbimento (cataloghi) si stabilisce la superficie necessaria.
Detto materiale dovrà essere posto o nel soffitto o nelle pareti opposte a quella delle sorgenti.
Occorre tener presente che nei moderni ambienti, la presenza di pareti molto sottili, di ampie superfici vetrate assicurano già un buon assorbimento alle basse frequenze, per cui il materiale assorbente deve avere un coefficiente di assorbimento basso alle basse frequenze, fino a circa 200 Hz e piuttosto uniforme al di sopra dei 200 Hz. Altro accorgimento è quello di assicurarsi che le unità assorbenti siano distribuite il più uniformemente possibile, su tutte le pareti.
A

Fig. 1 - Principio della rivelazione sincrona. a) componente I della subportante; b) componente Q della subportante; c) segnale subportante totale, somma a) + b).

Fig. 2 - Costruzione del segnale di uscita di un rivelatore sincrono operante su un particolare asse di rivelazione.

Francesco Buratti - Merate

Ho acquistato il « Corso di TV a colori ». Vari punti mi sono rimasti oscuri. Desidererei, per cominciare, che mi chiariste il funzionamento della « rivelazione sincrona » e delle matrici del ricevitore.

R. 1) Scopo dei circuiti decodificatori in un ricevitore di TV è di ricavare dal segnale video composto di entrata, i segnali rosso, verde e blu per pilotare il cinescopio tricromico.
Il suddetto segnale di entrata è presente all'uscita del 2° rivelatore della FI. Gli schemi convenzionali sono tali che l'uscita del rivelatore viene applicata a due canali: uno è il canale di luminanza, che in uscita fornisce il segnale Y di luminanza, e l'altro è il canale di crominanza che accetta il segnale a frequenza subportante modulata, rivela sincronicamente la subportante e fornisce all'uscita entrambi i segnali differenza I e Q. La combinazione del segnale Y' coi segnali I e Q in un circuito matrice fornisce alla fine i segnali, R, V, B desiderati. Poichè il canale Y di un ricevitore di TVC è molto simile al comune canale video di un ricevitore di TV bianco-nero, è abitudine di riservare la denominazione «processo di decodificazione » al processo di elaborazione del segnale subportante modulato per dedurne i segnali di uscita di crominanza, processo che caratterizza i ricevitori a colori.
Il circuito di decodificazione di un ricevitore di TVC assolve due funzioni: rivelazione sincrona del segnale subportante e semplice elaborazione algebrica delle uscite dei rivelatori sincroni per ricavare i segnali differenze di colori R-Y, V-Y e B-Y e infine i segnali R, V, B; quest'ultima operazione è generalmente nota come « matriciazione ».

2 - Rivelazione sincrona

La sottoportante modulata consta di due segnali portanti modulati in ampiezza di uguale frequenza (4,43 MHz) e sono in quadratura, cioè sfasati di 90° tra loro. Il processo di rivelazione sincrona permette di rivelare uno dei segnali portanti modulati, senza interferenza da parte della modulazione dell'altra portante; è chiaro quindi che usando due rivelatori sincroni separati, si possono ottenere entrambi i segnali modulanti indipendentemente l'un dall'altro. In generale, una portante è modulata col segnale I e l'altra col segnale Q, ma, come si vedrà più avanti, in alcuni casi questo sistema è equivalente alla modulazione in quadratura prodotta dai segnali R-Y e B-Y.
Supponiamo come esempio del processo di rivelazione sincrona, che i segnali I e Q siano semplici tensioni continue. In tal caso, la sottoportante modulata ha due componenti: la prima è un'onda sinoidale a frequenza subportante avente ampiezza proporzionale al segnale I, e la seconda è pure un'onda sinoidale della stessa frequenza, ma avente ampiezza proporzionale al segnale Q e ritardata di 90° rispetto alla fase della componente I. Si osserva che, se viene osservata sull'oscillografo, la subportante modulata suddetta appare come una semplice onda sinoidale, purchè la somma di due onde di uguale frequenza sfasate di 90° è essa stessa un'onda sinoidale. La fig. 1 a) rappresenta la componente I a frequenza f_s subportante ($\omega_s = 2\pi f_s$ = pulsazione subportante); la fig. 1 b) rappresenta la componente Q; la fig. 1 c) rappresenta l'onda subportante risultante modulata, somma di a) + b), per il caso che la componente I abbia ampiezza doppia della componente Q.
Si faccia attenzione che essendo i segnali I e Q in quadratura, quando in un certo istante uno di essi ha il massimo valore positivo o negativo, l'altro passa per lo zero; ciò è importante, perchè permette di misurare uno di essi quando l'altro è nullo. Così in figura 1 c), si può ricavare I misurando il valore istantaneo della subportante modulata nel particolare istante in cui la portante I è al massimo e la portante Q è a zero. Questo istante è indicato con t_1. Se invece si misura la subportante all'istante t_2, si ricava la versione negativa della modulazione originale I.
Analogamente, si può rivelare Q misurando la subportante modulata all'istante t_3, e la sua versione negativa eseguendo la misura all'istante t_4. Se invece dei due valori di tensioni continue (che corrispondono alle ampiezze delle sinusoidi I e Q in fig. 1; infatti modulando una portante sinoidale con una tensione di valore costante, si ottiene una sinusoide di ampiezza costante proporzionale a tale valore) assunti in fig. 1, i valori di I e Q sono alternativi, è chiaro che questi possono essere dedotti con lo stesso procedimento di misurare la sottoportante modulata in convenienti istanti.
Caratteristica essenziale della rivelazione sincrona è la misura dell'ampiezza istantanea del segnale subportante in opportuni istanti. Questa informazione ritmica si ottiene da una onda sinoidale continua non modulata, che è agganciata in frequenza e fase all'oscillatore generatore della subportante in trasmissione. Questa

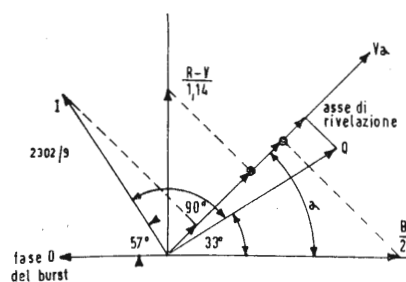



Fig. 3 - Rivelatore sincrono a due diodi

onda sinoidale continua è nota come segnale di riferimento; il ricevitore di TV deve riottenerla dal burst di colore o segnale campione della breve durata di 9 cicli e che viene trasmesso durante la cancellazione posteriore di riga. Per l'argomento della rivelazione sincrona, basti qui tener presente che nel ricevitore esiste un segnale di riferimento, senza discutere come esso sia generato.

Relativamente alla rivelazione sincrona esiste la questione di specificare gli assi di demodulazione. La posizione angolare di questi assi dipende dalla fase del segnale di riferimento usato nel rivelatore. Così, nell'esempio precedente, il segnale I è ristabilito per rivelazione lungo l'asse + I, che è in ritardo di 57° rispetto alla fase del burst, assunto come asse e fase di riferimento (il burst è sfasato di + 180° in anticipo rispetto al vettore B-Y, che pertanto è diretto in senso opposto). Il segnale Q viene ristabilito per rivelazione lungo l'asse + Q, che essendo in quadratura in ritardo di 90° rispetto all'asse I, si trova sfasato di 147° rispetto all'asse del burst.

Si possono però usare anche altre coppie di assi, diverse dalla coppia I e Q, specialmente nel caso dei ricevitori equibanda; ad es. in fig. 2, il segnale di uscita dal rivelatore agente lungo un asse sfasato di $\alpha°$ in anticipo rispetto all'asse B-Y, è uguale alla somma delle proiezioni degli assi $\frac{B\text{-}Y}{2{,}03}$ e $\frac{R\text{-}Y}{1{,}14}$ su tale asse di rivelazione; allora l'uscita dal rivelatore operante lungo l'asse α può essere espressa in funzione degli assi $\frac{B\text{-}Y}{2{,}03}$ e $\frac{R\text{-}Y}{1{,}14}$, così:

$$V\alpha = \frac{B\text{-}Y}{2{,}03} \cos \alpha + \frac{R\text{-}Y}{1{,}14} \operatorname{sen} \alpha$$

oppure in funzione degli assi I e Q:

$$V\alpha = I \operatorname{sen} (\alpha - 33°) + Q \cos (\alpha - 33°)$$

valida se le frequenze di modulazione rientrano nella larghezza di banda del segnale Q.

3 - Rivelazione a diodi

Esistono diversi tipi di rivelatori sincroni. Consideriamo il più semplice: il rivelatore a doppio diodo di fig. 3. Supponiamo che il segnale di crominanza a frequenza subportante di ampiezza $\overline{S}$ e di fase α rispetto all'asse Q sia applicato al primario del trasformatore in salita con rapporto 2 a 1; supponiamo inoltre che un'onda sinoidale a frequenza della subportante (ricavata dal burst di colore) di ampiezza P e di fase coincidente con l'asse Q, sia applicata fra la presa centrale del secondario e il punto A, come mostra la fig. 3. Allora l'ampiezza della tensione applicata al diodo D_1, sarà la somma vettoriale di $\overline{S}$ e di $\overline{P}$, e questa tensione apparirà come tensione positiva rivelata da D_1, ai capi della resistenza R_1 di carico del diodo D_1 stesso, cioè fra K_1 (+) ed A (—). Analogamente, il vettore differenza $\overline{S}$-$\overline{P}$ apparirà come tensione positiva rivelata dal diodo D_2, ai capi della resistenza di carico R_2 di D_2 stesso, cioè fra i punti K_2 (+) e A (—). La tensione fra i catodi K_1 e K_2 la somma algebrica (ossia la differenza) delle tensioni $\overline{V}_{R1}$ e $\overline{V}_{R2}$ esistenti fra K_1-A e K_2-A. Questa tensione fra K_1 e K_2 può essere calcolata.

La tensione V_{R1} eguaglia il valore di punta della somma $\overline{S}+\overline{P}$. Allora, riferendoci alla fig. 4 a), se α è l'angolo di fase fra il segnale di crominanza di entrata e il segnale di riferimento, il catodo K_1 risulta positivo rispetto al punto A ed ha valore uguale all'ampiezza del vettore $\overline{OM} = \overline{V}_{R1}$ risultante. Facciamo l'ipotesi che P sia molto maggiore di S, allora nel triangolo OMN l'ipotenusa $\overline{OM}$ è circa uguale al cateto $\overline{ON}$, essendo $\overline{ON}$ la proiezione di $\overline{V}_{R1}$ sulla direzione di $\overline{P}$, ne consegue che la tensione fra K_1 ed A vale:

$\overline{V}_{R1} = \overline{OM} \cong \overline{P}+\overline{S} \cos \alpha$. Dal diagramma vettoriale di fig. 4 b) analogo a quello di fig. 4 a), ma relativo al circuito del diodo D_2, si deduce in modo del tutto simile l'espressione della tensione $\overline{V}_{R2}$ fra K_2 ed A:

$$\overline{V}_{R2} = \overline{OM} \cong \overline{P}—\overline{S} \cos \alpha.$$

La tensione risultante fra K_1 e K_2 è allora uguale alla somma algebrica

$\overline{V}_{R1} — \overline{V}_{R2}$, cioè: $V_{K1K2} = \overline{P}+\overline{S} \cos \alpha —$ $— \overline{P}+\overline{S} \cos \alpha = 2\, S \cos \alpha$.

Ora $\overline{S} \cos \alpha$ è la componente di $\overline{S}$ nella direzione di $\overline{P}$ ed ha quindi la stessa fase; il diodo D_1 misura dunque l'ampiezza di $\overline{S}$ nella direzione angolare di $\overline{P}$. Perciò, coll'ipotesi già introdotta che la fase di $\overline{P}$ coincida con la fase dell'asse Q, l'uscita del rivelatore risulta uguale a Q. Ovviamente, se la fase di $\overline{P}$ è assunta uguale a quella dell'asse I (cioè in anticipo di 90° rispetto a Q), l'uscita del rivelatore coincide con I. In conseguenza due rivelatori a doppio diodo (cioè con 4 diodi in totale) come quello ora descritto, demoduleranno il segnale subportante, quando i due rivelatori siano alimentati con lo stesso segnale di crominanza, ma con due riferimenti di fase diversa, uno in fase con Q e l'altro in fase con I. Si noti che una inversione di segno del segnale di uscita del rivelatore si può ottenere variando di 180° la fase di riferimento; così, se per la differenza di fase α fra $\overline{S}$ e $\overline{P}$ l'uscita vale $2\overline{S} \cos \alpha$, per la differenza di fase $\alpha + 180°$, l'uscita vale $2\overline{S} \cos (\alpha + 180°) = — 2\overline{S} \cos \alpha$.

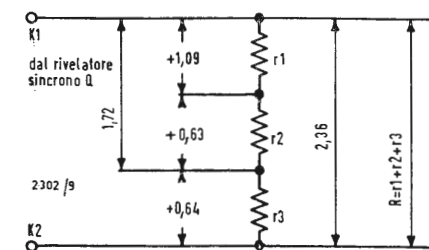



Fig. 4 - Diagrammi vettoriali per un rivelatore sincrono a doppio diodo.

Fig. 5 - Circuito matrice di Q.

Mentre i risultati ora riferiti per il rivelatore di fase non sono rigorosi, in quanto sono stati ottenuti dall'ipotesi che $\overline{P}$ sia molto maggiore di $\overline{S}$, in pratica l'approssimazione è giustificata, poichè anche nel caso che $\overline{P}$ ed $\overline{S}$ siano circa uguali, il massimo errore di ampiezza risulta spesso di 1 solo dB ed il massimo errore di fase che si commette è di 3°, per due rivelatori operanti in quadratura. Normalmente è facile rendere il segnale $\overline{P}$ di ampiezza almeno doppia di quella del segnale $\overline{S}$.

Si noti che il circuito rivelatore a diodo di fig. 3 funziona perfettamente anche scambiando tra loro la subportante di riferimento e il segnale di crominanza applicati alle entrate; come è comune pratica nei circuiti di CAFF con discriminatore a doppio diodo, dove si possono scambiare di posto il segnale sincro e l'onda di riferimento locale. Di ciò ci si può anche rendere conto ruotando di 180° il diagramma vettoriale di fig. 4b, facendo cioè in modo che il segnale $\overline{S}$, invece del segnale $\overline{P}$, divenga il «vettore di riferimento» fra le fig. 4a) e 4b). E' appena necessario ricordare che il segnale di crominanza qui da rivelare, consiste nelle sole bande laterali di modulazione dovute a R-Y e B-Y, poichè la subportante di crominanza non viene trasmessa, ed è proprio per questa ragione che la subportante 4,43 MHz deve essere generata nel ricevitore per poterla aggiungere alle bande laterali e ricostituire l'onda completa modulata in ampiezza, al fine di poterla rivelare in altri termini, le bande laterali hanno la larghezza dei segnali modulati a frequenza massima (1,5 MHz per il rosso; 0,5 MHz per il blu), non sono trasportate nel campo della RF dal processo di modulazione; in trasmissione sulla portante viene soppressa e vengono irradiate le sole bande laterali, che per poter restituire i segnali modulati a video frequenza, devono essere rivelate, ma necessitano della subportante, la cui frequenza ed informazione di fase sono fornite dal burst; il burst serve a sincronizzare il generatore della subportante 4,43 MHz di cui è provvisto il ricevitore. Si noti infine che la subportante non esiste più alla uscita del rivelatore sincrono; sembrerebbe ozioso aggiungerla e poi eliminarla, ma la sua aggiunta acconsente la restituzione della modulazione.

4 - Matrizzazione

Dopo che coi rivelatori sincroni si sono ottenuti parametri I e Q a frequenza video, bisogna ripristinare i segnali R-Y, B-Y e V-Y partendo da I e α; poi basta sommare a ciascuno di questi ultimi il segnale Y di luminanza per ottenere i segnali R, V e B che pilotano direttamente il cinescopio tricromico. Per derivare i segnali di colore R, V e B dalle uscite di un rivelatore I e Q e dal segnale Y, si può seguire il seguente procedimento detto di *matrizzazione*.

Ricordiamo le relazioni che legano i segnali differenza di colore ai segnali I e Q e ai segnali R, V, B:

$$R = R—Y + Y = +0{,}961 + 0{,}63\, Q + Y$$

Fig. 6 - Circuito matrice di I.

Fig. 7 - Circuito matrice Q bilanciato.

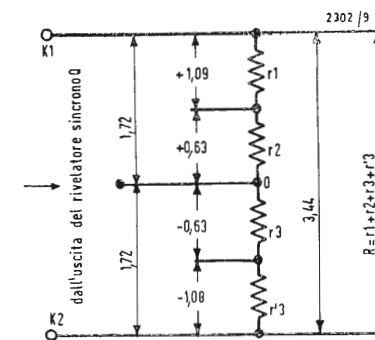
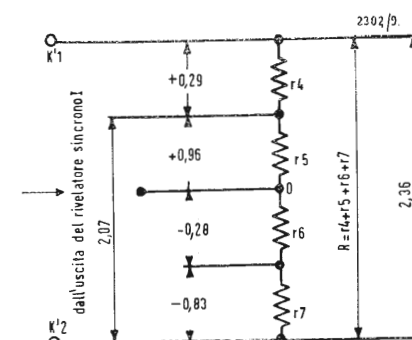
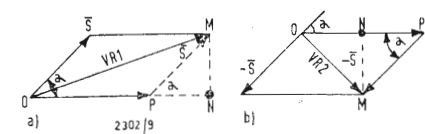
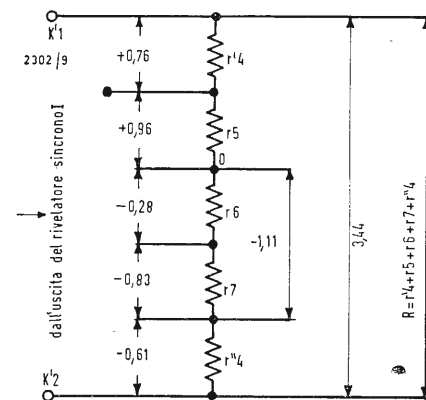



Fig. 8 - Circuito matrice I bilanciàto.

B = B—Y + Y = —1,11 I + 1,72 Q + Y

V = V—Y + Y = —0,28 I — 0,64 Q + Y

Da queste relazioni si deduce che la escursione totale di I va da 1,11 a 0,96 cioè vale 2,07; analogamente la escursione massima di Q va da —0,64 a + 1,72, cioè vale 2,36. Consideriamo dapprima il segnale Q, che presenta la escursione maggiore, e cerchiamo il modo di ricavare le tre frazioni di Q necessarie, diciamo +0,63 per il rosso, —0,64 per il verde e +1,72 per il blu. Riferendoci alla fig. 5, siano i punti K_1 e K_2 i terminali di uscita del rivelatore sincrono a due diodi di fig. 3; sia inoltre R la resistenza totale di carico derivata fra K_1 e K_2. L'uscita totale del rivelatore vale 2,36. Determiniamo dapprima una presa al punto O sul carico R, tale che lo divida nel rapporto di 1,72 a 0,64. Allora, essendovi 2,36 Q ai capi dell'intero carico R, vi sarà + 1,72 Q fra 0 e K_1 e — 0,64 fra 0 e K_2. + 1,72 Q corrisponde al blu, — 0,64 Q al verde; per il rosso occorre + 0,63 Q, bisogna quindi determinare un'altra presa (punto B) fra 0 e K_1 che dia + 0,63 Q. Sono perciò necessarie tre resistenze r_1, r_2 ed r_3, il valore di ciascuna di esse è espresso in funzione della loro somma $R = r_1 + r_2 + r_3$, secondo i rapporti:

$$\frac{r_1}{R} = \frac{1,09}{2,36}; \quad \frac{r_2}{R} = \frac{0,63}{2,36}; \quad \frac{r_3}{R} = \frac{0,64}{2,36}$$

dai quali si deduce immediatamente:

$r_1 = 0,462\,R$; $r_2 = 0,267\,R$; $r_3 = 0,271\,R$.

Si sono così determinate le tre frazioni di Q.

Il 2° passo da fare è di determinare gli analoghi tre valori di I.

L'escursione totale di I è 2.07 come sopra stabilito.

Se i due rivelatori sono esattamente uguali, si deve considerare l'uscita totale di I come se fosse 2,36 per assicurare la corretta relazione di guadagno fra Q ed I, poichè Q ed I sono stati modulati ugualmente (in termini di ampiezza) sulle loro portanti, secondo l'espressione della sottoportante:

Q senωt + I cosωt.

Allora in fig. 6 si è assunto che l'uscita totale dal rivelatore I sia 2,36, della quale si richiede la frazione 2,07. Diviene perciò necessaria una resistenza r_4 tale che sia $r_4 = \frac{2,36—2,07}{2,36} R = \frac{0,29}{2,36} R$. Nell'intervallo 2,07 di variazione di I, si può ora procedere come per il segnale Q. La presa al punto O divide l'intervallo 2,07 nel rapporto di 0,96 a 1,11; i valori delle resistenze r_5, r_6 e r_7 sono così calcolabili:

$$r_5 = \frac{0,96}{2,36} R = 0,406\ R;$$

$$r_6 = \frac{0,28}{2,36} R = 0,118\ R;$$

$$r_7 = \frac{0,83}{2,36} R = 0,351\ R.$$

Siamo ora in possesso delle varie frazioni di I e Q. L'ultimo passo da fare è sommare Y ai particolari valori di I e Q. I punti O delle fig. 5 e 6 diventano le prese centrali dei carichi dei rivelatori. Il carico del rivelatore Q può essere bilanciato aggiungendo una resistenza supplementare r_3' tale che

$r_1 + r_2 = r_3 + r_3$; ossia $\frac{r'_3}{R} = \frac{1,08}{3,44}$

(infatti 1,09 + 0,62 + 0,64 + 1,08 = 3,443; il carico totale R diviene 3,44 invece di 2,36 come si vede in fig. 7). Bisogna ora equilibrare il carico del rivelatore I in modo da assumere il valore 3,44. Ciò si può fare variando la resistenza r_4 in modo che ai suoi capi ci sia 3,44 — 2,07 = 1,37. Poi, per bilanciare anche il carico del rivelatore I, r_4 deve essere suddivisa in due parti r'_4 e r''_4, tali che la loro somma sia uguale a r_4; la r''_4 deve essere disposta in serie ad r_7 all'esterno basso del partitore resistivo. I valori di r'_4 e r''_4 si calcolano come segue: il segnale di uscita da r'_4 deve essere

$$\frac{3,44}{2} — 0,96 = 0,76, \text{ ossia}$$

$$r'_4 = \frac{0,76}{3,44} R = 0,221\ R;$$

analogamente, l'uscita da r''_4 deve essere $\frac{3,44}{2} — 1,11 = 0,61$, ossia

$$r''_4 = \frac{0,61}{3,44} R = 0,178\ R.$$

La fig. 8 rappresenta il carico bilanciato del rivelatore I.

Il circuito completo per il decodificatore I Q a diodi è rappresentato in fig. 9. E' necessario introdurre un ritardo nel canale Y e, in minor misura, anche nel canale I. Le uscite dei rivelatori I e Q comportano filtri passa basso con frequenze di taglio di circa 1 MHz e 0,34 MHz rispettivamente.

Se, come in fig. 9, i rivelatori sincroni sono accoppiati a trasformatore, le prese centrali O dei carichi possono essere collegate insieme e al punto di applicazione del segnale Y. Si possono così sommare le componenti calcolate di colori e di luminanza nei trasferitori catodici, in modo da ottenere le desiderate tensioni di uscita rossa, verde e blu, che attraverso un proprio amplificatore per ciascuna, verranno applicate al tubo catodico di riproduzione.

Il giusto rapporto di amplificazione fra le componenti Y, I e Q si può ottenere regolando il controllo di saturazione, che fa variare l'ampiezza del segnale di crominanza applicato ai rivelatori sincroni relativamente al segnale Y.

Si è descritto dettagliatamente il complesso delle matrici per illustrare il processo di trasformazione di un gruppo di parametri come I, Q ed Y, in un altro gruppo di parametri con R, V e B, nell'ipotesi, tacitamente ammessa, che i rendimenti dei fosfori del cinescopio siano uguali. In generale, il circuito delle matrici, che segue i rivelatori sincroni, è in intima relazione col tipo di rivelatori impiegati e conviene perciò considerarne lo studio come una sola unità.

Si richiede sovente di dedurre un segnale differenza, noti che siano gli altri due. Ciò è fattibile sfruttando una semplice matrice seguita da uno stadio invertitore di fase. Le relazioni fra i segnali differenze di colore possono essere dettate dall'equazione di luminanza:

Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B = 1 . Y = (0,30 + 0,59 + 0,11) Y, da cui 0,30 (R—Y) + 0,59 (V—Y) + 0,11 (B—Y) = 0;

allora, per ottenere V-Y, basta sommare R—Y e B—Y nel rapporto di 0,30 a 0,11, ossia

0,30 (R—Y) + 0,11 (B—Y) = —0,59 (V—Y).

Applicando questo segnale miscela ad un amplificatore avente guadagno $\frac{1}{0,59}$, si ottiene in uscita V—Y.

(a. n.)

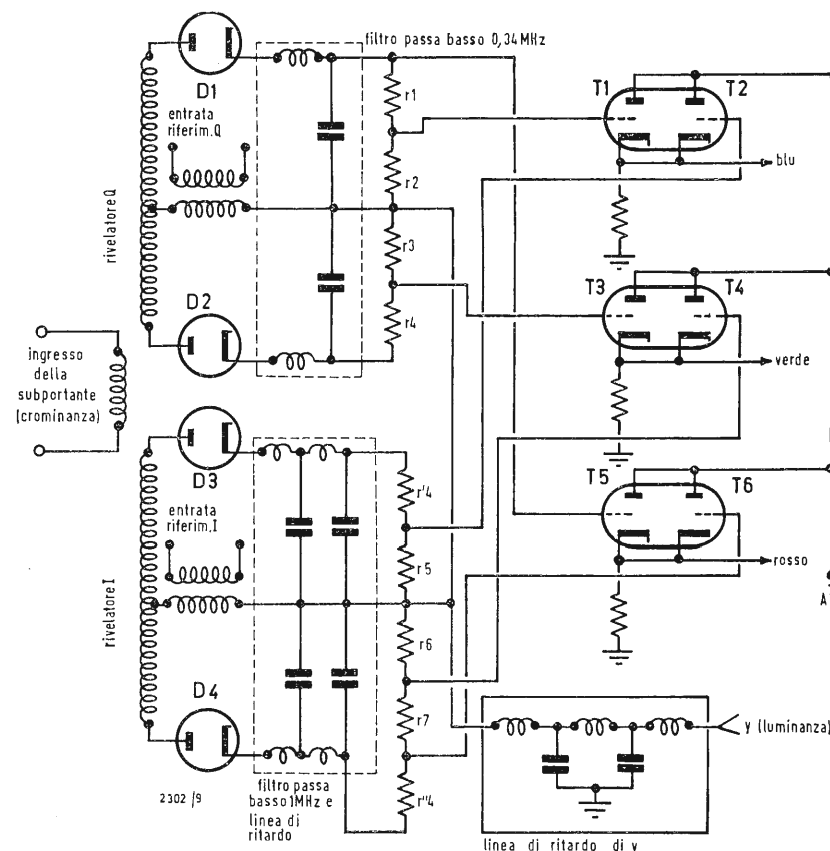
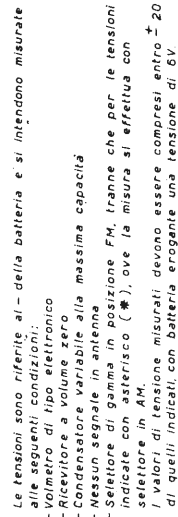
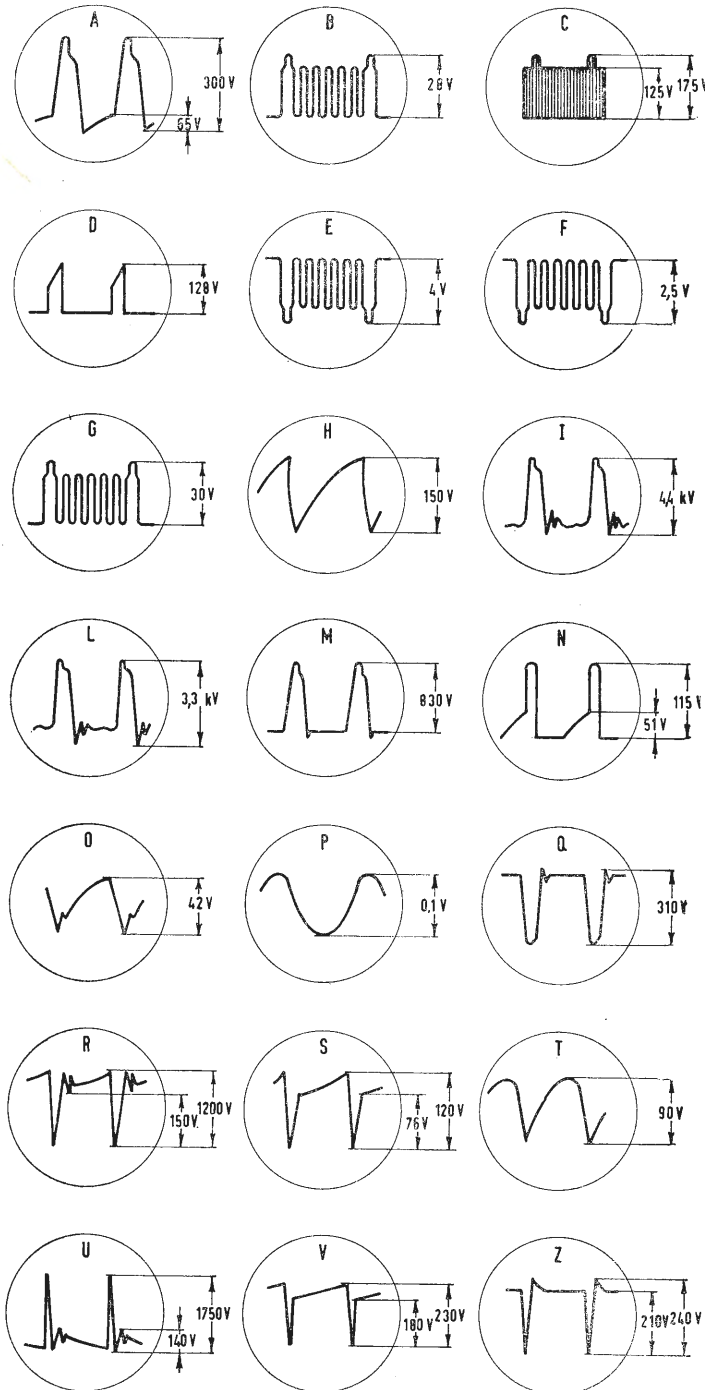
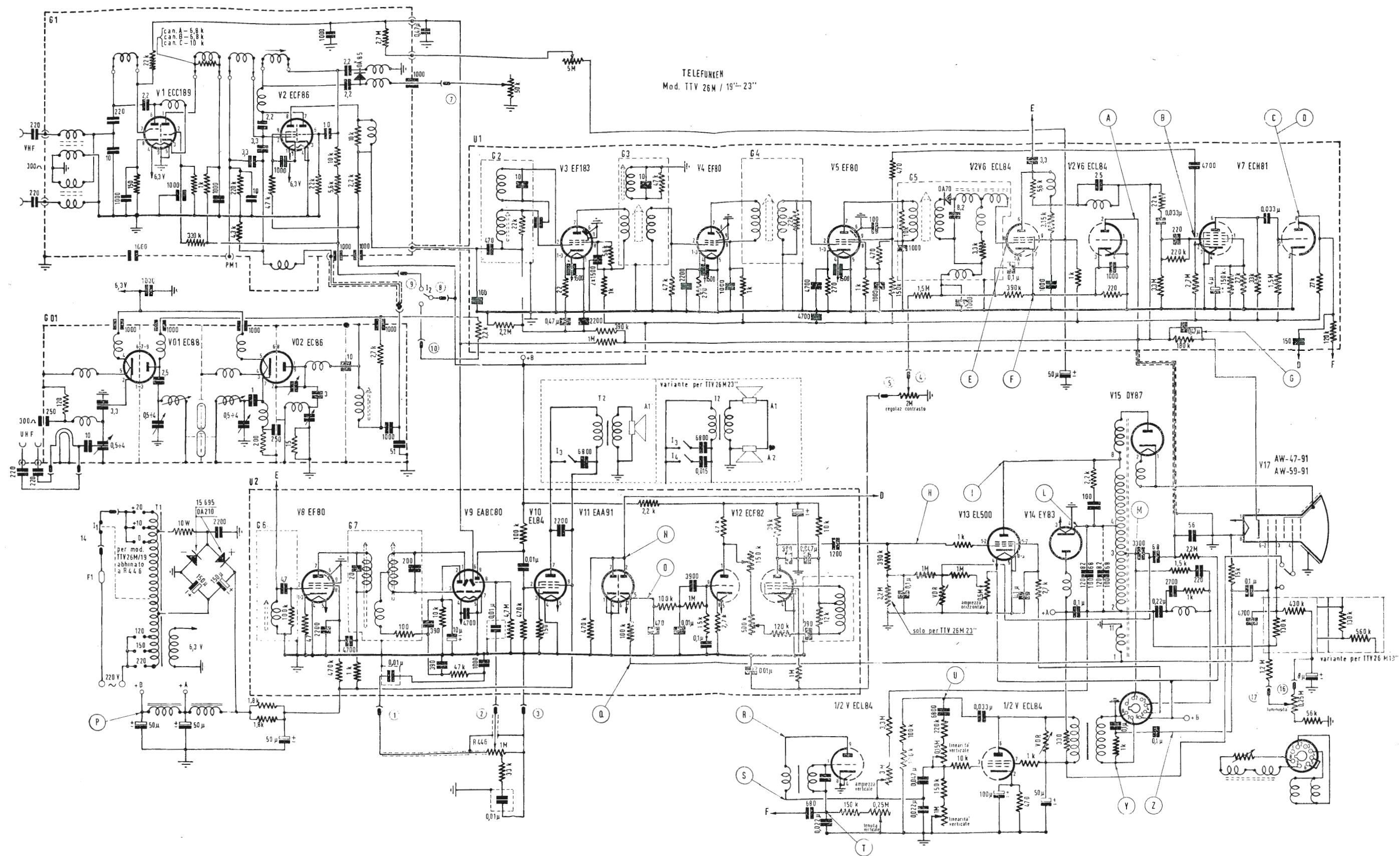
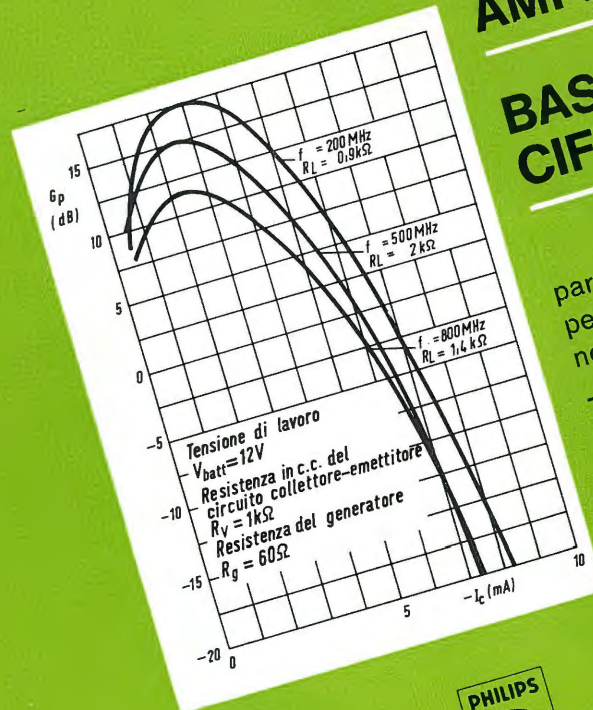



Fig. 9 - Rivelatori sincroni a diodi I e Q e matrizzazione.

a colloquio coi lettori

Schema elettrico del radioricevitore MINERVA RADIO mod. 6310/1 Caravel

TELEVISORE TELEFUNKEN

Mod. TTV 26M/19" - 23"

Schema elettrico del ricevitore di TV TELEFUNKEN mod. TTV 26M/19" - 23"

AF 139
MESATRANSISTOR
AL GERMANIO
PNP
PHILIPS
ELEVATA
AMPLIFICAZIONE
BASSA
CIFRA DI RUMORE
Gp (dB)
f = 200 MHz
RL = 0,9 kΩ
f = 500 MHz
RL = 2 kΩ
f = 800 MHz
RL = 1,4 kΩ
Tensione di lavoro
Vbatt = 12V
Resistenza in c.c. del circuito collettore-emettitore
Rv = 1kΩ
Resistenza del generatore
Rg = 60Ω
−Ic (mA)
particolarmente adatto
per impieghi
nelle bande VHF e UHF
Amplificazione di potenza a 800 MHz = 11,5 dB
Cifra di rumore a 800 MHz con Rg = 60 Ω = 7 dB
Frequenza di taglio per |β| = 1 > 500 MHz
PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)
PHILIPS